

Е. М. ЛОПУХИНА

АСИНХРОННЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

*учебное пособие
для вузов*



Е. М. ЛОПУХИНА

АСИНХРОННЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Допущено Государственным
комитетом СССР
по народному образова-
нию в качестве учебного
пособия для студентов
электротехнических спе-
циальностей вузов



МОСКВА
„ВЫСШАЯ ШКОЛА“
1988

ББК 32.85
Л77
УДК 621.38

Рецензенты: кафедра электромашинных и электромагнитных устройств автоматики Московского института радиотехники, электроники и автоматики (зав. кафедрой — доц. Н. В. Петропольский); д-р техн. наук, проф. Л. И. Столов

Лопухина Е. М.

Л77 Асинхронные исполнительные микродвигатели для систем автоматики: Учеб. пособие для электротехн. спец. вузов. — М.: Высшая шк., 1988. — 328 с.: ил.
ISBN 5—06—001659—5

В учебном пособии рассматриваются теория асинхронных исполнительных двигателей, современные методы их проектирования и испытания. Приводятся уравнения исполнительных двигателей при работе от источников напряжения и тока при различных схемах включения и способах управления, используемые в качестве математических моделей для оптимизационных и проверочных расчетов на ЭВМ. Проектирование исполнительных двигателей с различными типами роторов иллюстрируется примерами. Специальная глава посвящена решению задач на пересчет двигателей для других условий работы.

Л 2302030000(4309000000)—538 КБ—47—14—87
001(01)—88

ББК 32.85
6Ф0.3

Учебное издание

Лопухина Елена Моисеевна

АСИНХРОННЫЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

Зав. редакцией Н. И. Хрусталева. Редактор И. А. Кузьмина. Мл. редакторы Е. В. Судьенкова, Г. Г. Бучина. Художник А. Б. Левкин. Технический редактор Э. В. Нуждина. Корректор Р. К. Косинова

ИБ № 7185

Изд. № СТД-555. Сдано в набор 08.06.88. Подп. в печать 17.11.88. Т—21818. Формат 60×88¹/₁₆. Бум. офс. № 1. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 20,09 усл. печ. л. 20,09 усл. кр.-отт. 19,34 уч.-изд. л. Тираж 9600 экз. Зак. № 410. Цена 95 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 101898, Москва, Центр, Хохловский пер., 7.

ISBN 5—06—001659—5

© Издательство «Высшая школа», 1988

ОСНОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Величины

A — векторный потенциал	t — время
a — высота короткозамкнутого кольца, коэффициент	U — напряжение
B — индукция	ω — число витков
b — ширина короткозамкнутого кольца, коэффициент	x — реактивное сопротивление
C, c — емкость, коэффициент	r — активное сопротивление
D — диаметры	y — шаг обмотки
d — диаметры провода, вала	$\bar{z}, z$ — комплексное сопротивление, число пазов
E — ЭДС	α — коэффициент сигнала
F — МДС, магнитное напряжение	β — электрический угол сдвига между напряжениями
f — частота	δ — ширина воздушного зазора
G — масса	Δ — толщина полого ротора, стенки корпуса, крышки
H — напряженность поля	ξ — относительное реактивное сопротивление
h — высота паза, спинки	η — КПД, коэффициент использования
I, i — ток, абсолютное значение, относительное значение	λ — коэффициент магнитной проводимости
k — кратность, коэффициент трансформации	μ — магнитная проницаемость
J — момент инерции	ν — относительная частота вращения, порядок гармонической
L — коэффициент индуктивности	ρ — относительное активное сопротивление, удельное сопротивление
l — длина	τ — полюсное деление
M — вращающий момент	Φ — магнитный поток
m — относительный момент, число фаз	φ — электрический угол сдвига между напряжением и током
n — частота вращения	θ — превышение температуры, пространственный угол сдвига между осями обмоток
Π — обобщенный показатель качества	ϑ — температура
P — активная мощность	Ω — угловая скорость
p — число пар полюсов, удельная мощность	ω — угловая частота
q — число пазов на полюс и фазу	
S — сечение паза, поверхность машины, полная мощность	
s — скольжение	
T — постоянная времени	

Индексы

S — статор	ε — электромагнитный
R — ротор	s — скольжение
u — обмотка управления	v — относительная скорость, порядок гармонический
w — обмотка возбуждения	ω — синхронный
$1, 2$ — прямая и обратная последовательность	C — емкостный
b — базовая величина	m — взаимная индуктивность, максимальный
a — активная составляющая тока	n — наружный, нагрузка
r — реактивная составляющая тока	i — изолированный
o — круговое поле, обмоточный	p — паз
x — холостой ход	z — заполнение
i, j — порядковый номер	
k — короткое замыкание, качество	

ПРЕДИСЛОВИЕ

Всемерная интенсификация и повышение эффективности производства требуют развития систем автоматики, робототехники, гибких автоматизированных производств, в которых широко применяются электрические микромашины.

Технический уровень многих автоматических устройств и приборных систем зависит от асинхронных исполнительных двигателей (ИД). Они охватывают большой круг управляемых микромашин с электрической и пространственной асимметрией повышенной ($f=400$ Гц и более) и промышленной частот, полезной мощностью от сотых долей до десятков ватт, отличающихся конструкцией, схемами включения обмоток, источниками питания, способами управления, выполняемыми функциями и условиями эксплуатации.

Написание этой книги вызвано тем, что непрерывно совершенствуются и создаются исполнительные двигатели нового поколения, отвечающие возрастающим требованиям все расширяющихся областей их применения. Решение возникающих при этом сложных задач оптимизации ИД потребовало новых подходов к их проектированию, применения современных математических методов, в частности, таких, как планирование эксперимента, теория линейных векторных пространств и других, широкого использования вычислительной техники.

Необходимо было также обратить внимание на требования, предъявляемые к активизации и повышению эффективности учебного процесса для подготовки будущих инженеров — творцов научно-технического прогресса. Поэтому большое внимание в книге уделено методике изложения материала, рассмотрению проблемных вопросов, общих и частных задач проектирования, способствующих выработке умения использовать полученные знания и доводить решение до реализации.

Особое место в книге занимают вопросы, связанные с применением ЭВМ в оптимизационных и поверочных расчетах ИД, позволяющих углубить процесс проектирования, повысить качество проектируемых машин, сократить сроки их разработки.

Изложение материала книги основано на системном подходе при автоматизированном проектировании ИД, реализуемом при одновременном учете требований к техническим показателям, выбору материалов, конструкции, схемных и технологических решений, оценке экономических факторов; комплексном подходе к проектированию двигателей и автоматической системы; разработке с использованием параметрического принципа универсальной математической модели, охватывающей различные типы ИД с полым и корот-

козамкнутым роторами, и построении на ее основе подсистемы расчетного проектирования, позволяющей синтезировать с помощью ЭВМ машины с заданным по условиям применения комплексом свойств.

«Учебное пособие соответствует программе курса «Инженерное проектирование и САПР электрических машин» и отражает опыт работы автора в МЭИ по разработке теории и методов расчета микромашин, методике проведения различных видов учебных занятий в этой области, включая и работу студенческого научного семинара. Оно ставит своей целью не только обучение студентов современным методам и навыкам проектирования, но и стимулирование их творческой самостоятельной работы, направленной на углубленные исследования и выработку новых идей и предложений.

Книга предназначена для студентов электротехнических специальностей политехнических, электротехнических и приборостроительных вузов и факультетов при выполнении ими курсовых и дипломных проектов, а также учебно-исследовательских работ. Она может быть полезна аспирантам и инженерам, проектирующим и применяющим электромашинные элементы автоматики.

Автор считает приятным долгом поблагодарить д-ра техн. наук, проф. Л. И. Столова и заведующего кафедрой электромашинных и электромагнитных устройств автоматики МИРЭА доц. Н. В. Петропольского за весьма ценные замечания и советы.

Автор с благодарностью примет все критические замечания и пожелания, которые просит направлять в издательство «Высшая школа» по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Автор

ВВЕДЕНИЕ

АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ ДАННЫХ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ, ВЫПУСКАЕМЫХ В СССР, И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ

§ В.1 Классификация асинхронных исполнительных микродвигателей

Исполнительные двигатели классифицируют по двум направлениям: 1) по их применению, схемам включения, конструктивным особенностям и способам управления (рис. В.1); 2) виду асимметрии статора: электрической, пространственной, магнитной (рис. В.2). Исполнительные двигатели отличаются от других асинхронных элек-

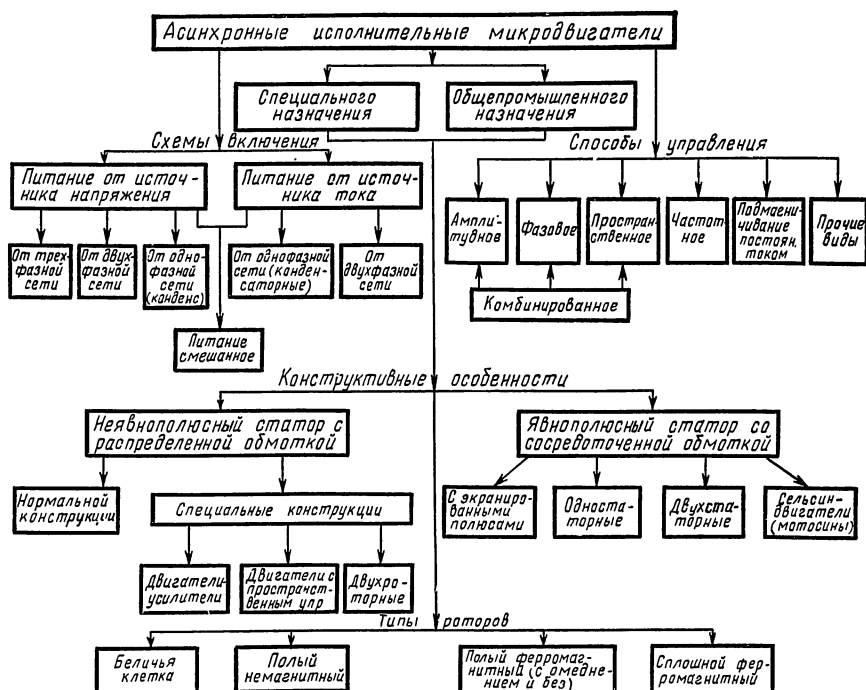


Рис. В.1. Классификация ИД по схемам включения, способам управления и конструктивным особенностям

тродвигателей тем, что они управляемые: им присвоено условное обозначение ДАУ (двигатели асинхронные управляемые).

1. По применению асинхронные ИД, как и электрические микромашины вообще, целесообразно разделить на двигатели специального и общепромышленного назначения, работающие обычно от сети $f=50$ Гц.

Схемы включения ИД зависят от источника питания и числа фаз. В большинстве следующих систем источником питания

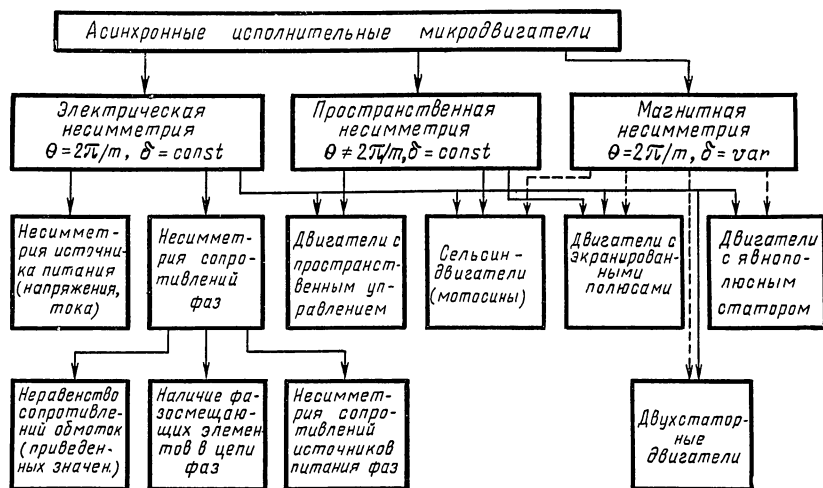


Рис. В.2. Классификация ИД по виду асимметрии

является источник напряжения, иногда используется источник тока; имеются случаи смешанного питания. По числу фаз источника питания двигатели разделяются на трехфазные, двухфазные и однофазные — конденсаторные (рис. В.3, а—г). Конденсаторные двигатели имеют две обмотки: возбуждения и управления, оси которых смещены в пространстве чаще всего на электрический угол 90° . Конденсатор, включаемый обычно в обмотку возбуждения, создает сдвиг по фазе во времени магнитодвижущих сил (МДС) статора (рис. В.3, б). Источником питания ИД служит генератор переменного тока, имеющий собственное сопротивление от $r_{\text{ист}}=0$ (источник напряжения) до $r_{\text{ист}}=\infty$ (источник тока).

Конструкции асинхронных машин с неявнополюсным статором и с распределенной двухфазной (реже трехфазной) обмоткой, уложенной в пазы статора, наиболее распространены. Известны случаи использования в качестве ИД и двигателей с явнополюсным статором с двухфазной обмоткой (с одним или двумя статорами) и короткозамкнутыми витками на полюсах (в релейных или им-

пульсных системах). К специальным конструкциям можно отнести двигатели-усилители, сельсины-двигатели, двигатели с пространственным управлением. В последнее время появились двухроторные ИД с роторами, расположенными радиально (ИД с плавающим ярмом) или аксиально. Создание двухроторных конструкций обусловлено стремлением интенсифицировать охлаждение машин большей мощности.

По конструкции ротора ИД выполняются в виде шихтованного сердечника и короткозамкнутой обмотки («беличья клетка»), полого немагнитного цилиндра из алюминия или его сплавов, ферромагнитного цилиндра, полого ферромагнитного цилиндра. Ферро-

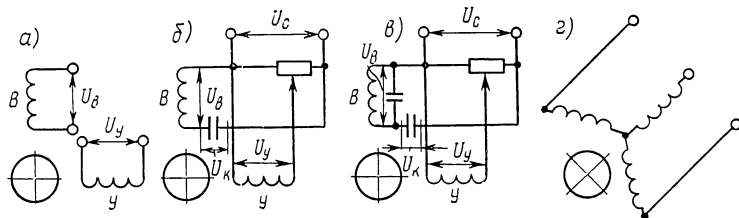


Рис. В.3. Схемы включения ИД

магнитный ротор (сплошной или полый) иногда покрывают медью либо по всей наружной поверхности, либо только в торцовых частях.

Способы управления ИД связаны как с изменением управляющего сигнала (напряжения или тока по величине, фазе или частоте — соответственно амплитудное, фазовое или частотное управление), так и с поворотом осей обмоток относительно друг друга (пространственное управление). Применяются также симметричное регулирование — одновременное изменение напряжения на обеих обмотках статора; подмагничивание магнитной цепи машины постоянным током; управление импульсное или широтно-импульсное — импульсами прямоугольной формы с регулируемой длительностью; комбинированные способы управления, например амплитудно-частотное, амплитудно-пространственное и др.

Управление пространственным сдвигом осей обмоток осуществляется в приводах, где в качестве входного сигнала принято угловое или линейное перемещение [23]. Типичная механическая характеристика ИД в относительных единицах $m=f(v)$ показана на рис. В.4, а, а регулировочная характеристика при наиболее распространенном амплитудном управлении — на рис. В.4, б. Подмагничивание постоянным током позволяет получить сериесную механическую характеристику, которая требуется, например, в автоматических приводах приемной катушки шпинделя эмальстанков и аналогичных приводах в текстильной промышленности, для лентопро-тяжных устройств магнитофонов (подмоточные двигатели).

2. Классификация по виду асимметрии удобна для теоретического исследования асинхронных ИД, машин несимметричных как по принципу действия, так и по своему устройству. От вида и степени асимметрии зависит характер поля в машине.

Электрическая асимметрия (см. рис. В.2) свойственна практически всем типам ИД. Она обусловлена схемой включения (фазосмещающие элементы, сопротивления источника питания), несимметрией цепи питания, неравенством сопротивлений обмоток статора.

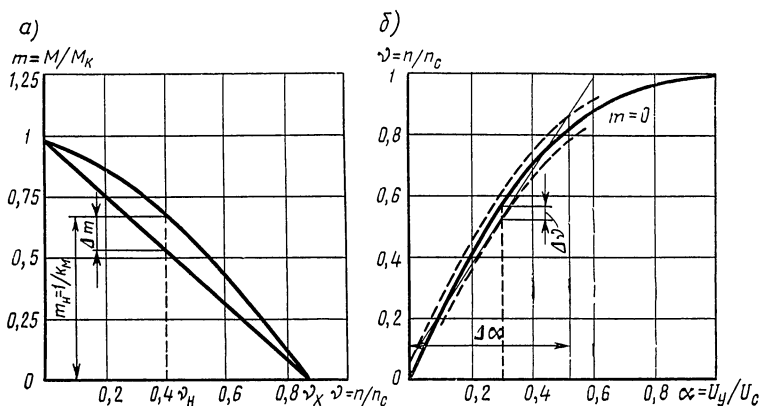


Рис. В.4. Характеристики ИД и оценка их нелинейности

Пространственная асимметрия, вызванная сдвигом осей обмоток статора в пространстве на электрический угол $\theta \neq \neq 2\pi/m$ (m — число фаз статора, $m > 2$), присуща ИД с пространственным управлением и с короткозамкнутыми витками на полюсах.

Магнитная асимметрия связана с неравномерностью воздушного зазора машины и имеет место у машин с явнополюсным статором.

Все виды асимметрии могут возникнуть и по технологическим причинам (неточность изготовления деталей, дефекты материала, нарушения в процессе сборки, приводящие к возникновению короткозамкнутых витков обмоток, замыканию листов пакетов, эксцентриситету и др.).

Вид и степень асимметрии связаны с принципом действия, устройством машины и зависят от способа управления и режима работы. Разные виды асимметрии, как видно из рис. В.2, могут существовать одновременно. Желательно разработать единый метод исследования асинхронных ИД, обладающих всеми видами асимметрии. При этом необходимо получить достаточно удобные для инженерных расчетов зависимости для отдельных частных случаев. Интересно выявить связь между отдельными видами асимметрии.

Наиболее распространенной для ИД является электрическая асимметрия. Поэтому наибольшее внимание уделяется теории асинхронных двухфазных машин с электрической несимметрией. А затем на той же методологической основе рассматриваются ИД с пространственной и электрической несимметрией.

§ В.2 Области применения исполнительных двигателей и предъявляемые к ним требования

Асинхронные исполнительные двигатели являются одним из главных элементов современных автоматических систем, устройств и приборов как общепромышленного, так и специального назначения [3—5, 10, 13, 15, 21, 23—29]. Предназначены ИД для преобразования электрического сигнала (например, напряжения управления U_y) в механическое перемещение (частоту вращения — n , момент — M).

Автоматические системы делят по принципу действия и по характеру передаваемых сигналов.

По принципу действия системы делятся на позиционные и скоростные. В свою очередь скоростные системы делятся на интегрирующие и системы стабилизации частоты вращения.

По характеру передаваемых сигналов системы делят на непрерывные и прерывистого действия. Системы прерывистого действия бывают релейные и импульсные.

Автоматические системы делят также на системы регулирования, т. е. такие системы, которые поддерживают требуемое неизменное значение некоторой физической величины в каком-либо процессе или же изменяют это значение по заранее заданной программе, и следящие системы, т. е. системы, которые на выходе воспроизводят задаваемую величину, произвольно меняющуюся во времени. Каждая из систем предъявляет свои требования к характеристикам ИД.

На рис. В.5 показана структурная схема позиционной следящей системы [13]. Командная ось поворачивается на угол α_1 под действием управляющего фактора. Дифференциальный датчик ДД выдает сигнал, пропорциональный разности $\alpha_1 - \alpha_2$, на управляющее устройство УУ, которое в свою очередь подает напряжение управления U_y на ИД. Двигатель через редуктор Р воздействует на объект управления ОУ, выходная ось которого поворачивается на угол α_2 , близкий по значению к α_1 .

Для обеспечения высокой статической точности позиционных систем ИД должен обладать минимально возможным напряжением

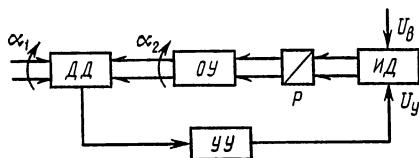


Рис. В.5. Позиционная следящая система местного значения

→ электрическая связь;



механическая связь

трогания. Динамические качества этих систем будут наилучшими при малой электромеханической постоянной ИД.

В качестве скоростной системы на рис. В.6 приведена система стабилизации частоты вращения [13]. Движком потенциометра П устанавливают необходимую частоту вращения вала ИД. На усилитель У подается разность напряжений потенциометра и тахогенератора ТГ. От усилителя питается обмотка управления ИД, который через редуктор Р вращает вал объекта управления. Если по каким-либо причинам частота вращения двигателя изменится, то входное напряжение усилителя изменяется таким образом, чтобы ее скорректировать.

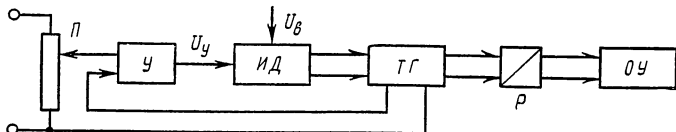


Рис. В.6. Системы стабилизации частоты вращения

В системах стабилизации частоты вращения и интегрирующих приводах к характеристикам ИД предъявляются следующие требования: для повышения точности интегрирующих приводов нужно уменьшать нелинейность регулировочной характеристики, напряжение трогания и момент инерции ротора.

В системах непрерывного действия напряжение управления на обмотку двигателя подается до тех пор, пока существует рассогласование между заданной и воспроизведенной величинами.

Более сложно протекают процессы в автоматических системах прерывистого действия. На рис. В.7, а показана блок-схема релейного привода. На вход суммирующего устройства СУ поступает входной сигнал $U_{вх}$ и сигнал $U_{пп}$, снимаемый с движка потенциометра-приемника ПП. Как только сигнал $U_{су} = k(U_{вх} - U_{пп})$ станет больше напряжения срабатывания релейного элемента РЕ, включится предварительный усилитель ПУ. В зависимости от знака $U_{су}$ включится либо силовой переключатель СП1, либо СП2 (в обоих случаях ИД работает как конденсаторный от сети U_c). Ротор ИД начинает вращаться и перемещает движок ПП в нужном направлении, пока входное напряжение СУ не станет меньше некоторого определенного значения. После этого релейный элемент отключится и вал двигателя остановится. Если в схеме релейного привода релейный элемент РЕ заменить модулятором длительности импульсов МДИ, то получим схему импульсного привода (рис. В.7, б). МДИ преобразовывает сигнал $U_{су}$ в последовательность импульсов выходного напряжения, следующих с постоянной частотой. Длительность этих импульсов пропорциональна $U_{су}$, а частота на порядок ниже частоты сети.

В релейном приводе ИД работает только при номинальных напряжениях, поэтому основным требованием является минимальное

время разгона. Пусковой момент здесь максимально возможный и механическая характеристика должна приближаться к экскаваторной. В этом случае не требуется ни отсутствия самохода, так как при включении двигателя напряжения обычно подаются на обе обмотки, ни линейности регулировочной характеристики. У таких ИД критическое скольжение s_k близко к единице.

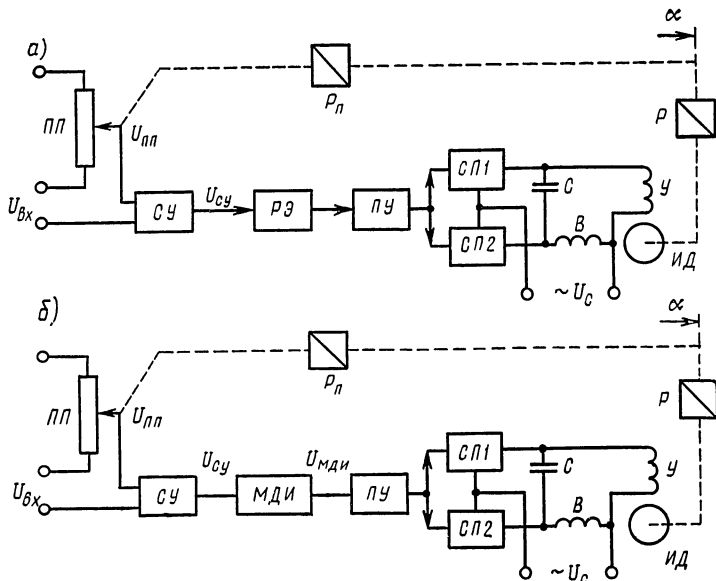


Рис. В.7. Системы релейного (а) и импульсного (б) приводов:

С — конденсатор (У, В — обмотки управления и возбуждения); Р, P_n — реодукторы

Также ИД применяются в электромеханических фильтрах ЭМФ — приборах, состоящих из исполнительного двигателя и датчика угла ДУ, находящегося на валу двигателя. ИД и ДУ заключены в один герметичный корпус, заполненный силиконовой жидкостью для демпфирования. Предельный угол поворота вала равен полюсному делению магнитной системы ДУ. ЭМФ применяется в интегрирующих приводах для повышения их точности [26].

Электромеханический фильтр, работающий в составе интегрирующего привода, удовлетворительно выполняет свою задачу только в том случае, если его двигатель имеет весьма малое напряжение трогания. Наличие ЭМФ делает привод астатическим, так как при этом в контур регулирования вводится интегрирующее звено. Точность привода в данном случае определяется напряжением трогания ИД.

В импульсных приводах ИД реагирует на среднее значение приложенного напряжения управления, поэтому никаких специальных требований здесь не возникает.

Проблема синтеза следящей системы достаточно сложна, так как необходима высокая точность при достаточном запасе устойчивости. Проектирование и выбор асинхронных ИД должны производиться с учетом свойств всей системы в целом.

Асинхронные ИД применяются в системах воспроизведения угла без обратных связей (дистанционных, местных), в решающих системах воспроизведения угла, где большое значение имеют демпфирующие средства (используются ИД с вязким демпфером в виде полого немагнитного цилиндра или диска, находящегося в магнитном поле постоянного магнита).

Агрегаты, состоящие из исполнительного двигателя и асинхронного тахогенератора с полым немагнитным ротором, применяются в системах передачи угла с обратной связью по частоте вращения, в системах интегрирующего и дифференцирующего приводов.

Работа ИД и требования, предъявляемые к его свойствам и выходным характеристикам, тесно связаны с другими элементами автоматических систем, в частности, ввода входной величины и сравнения ее с выходной (схемой измерения рассогласования), корректирующими устройствами (последовательными, параллельными и обратными связями, усилительными устройствами), а также редуктором, выполненным иногда в одном агрегате с исполнительным двигателем.

Требования, предъявляемые к ИД, условно можно разбить на общие и частные.

К общим требованиям следует отнести:

заданный вид механической и регулировочной характеристик. В большинстве случаев необходима устойчивая механическая характеристика (см. рис. В.4, а), обеспечивающая плавное регулирование скорости вращения в широких пределах и большой пусковой момент. Иногда требуется ИД с экскаваторной механической характеристикой [28] или с серийной;

работоспособность при заданных климатических условиях (температура окружающей среды, влажность и др.);

работоспособность при заданных механических нагрузках (виброустойчивость, вибропрочность, ударная прочность); высокая надежность.

К частным требованиям относят:

отсутствие самохода, т. е. остановки ротора при снятии сигнала с обмотки управления (при разомкнутой обмотке управления, замкнутой накоротко или включенной на нагрузку). Это обеспечивается определенным соотношением параметров схемы замещения ИД (см. гл. 2) и высоким уровнем технологии производства машин (см. гл. 6);

линейность механической $m=f(v)$ и регулировочной $v=f(a)$ характеристик (см. рис. В.4). Нелинейность механических харак-

теристик часто ограничивается $\Delta m = \Delta M / M_k \leq 0,2$, а в некоторых приборных системах $\Delta m \leq 0,1$. Следует учитывать, что повышение линейности характеристик машины связано с ухудшением ее использования. Форма механической характеристики зависит от сопротивления источника питания. Можно линеаризовать механическую характеристику путём выбора параметров схемы. Степень нелинейности механической характеристики двигателя определяется вместе с разработчиками схем автоматического устройства исходя из общего технико-экономического эффекта;

уменьшение мощности управления, которое связано с работой двигателя при эллиптическом поле и приводит к ухудшению использования машины. Следует рассмотреть, что выгоднее: уменьшение мощностей управления и усилителя или увеличение размеров машины;

малая электромеханическая постоянная T_m — один из основных показателей ИД, так как от него зависит быстродействие системы. Требования по уменьшению T_m все растут ($T_m \leq 10$ мс). Однако надо учитывать, что если приведенный момент инерции механизма велик, то малая постоянная времени не обеспечит быстродействия системы;

малый момент инерции J , существенный только в случае малого момента инерции механизма. Поэтому нужно выбирать такой момент инерции машины, чтобы нагрузка меньше влияла на быстродействие системы;

минимальное относительное напряжение управления (трогания) порядка 1,5...3% от $U_{ун}$, обеспечивающее высокую чувствительность системы. Оно связано с выбором типа подшипника и конструкцией ротора;

обеспечение работоспособности двигателя в течение гарантийной наработки при заданном режиме работы (продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном);

малые габаритные размеры и масса.

Специальные требования предъявляются к уровням вибраций и звука, внешним магнитным полям, равномерности частоты вращения за один оборот, отсутствию провалов в кривой момента в двигателях для аппаратов магнитной и видеозаписи, намоточных механизмов и др.

Особое внимание при выборе и расчете ИД надо уделить условиям работы машины и отводу теплоты. Иногда ИД работают с постоянно включенной в сеть обмоткой возбуждения. В ряде случаев они должны выдерживать так называемый *стопорный режим* (при питании обеих обмоток статора и заторможенном роторе). Если двигатель рассчитан для длительной работы при номинальной мощности, то размеры его меньше по сравнению с ИД, работающим в стопорном режиме.

В конденсаторных ИД емкость в обмотке возбуждения чаще всего выбирают из условия обеспечения кругового поля при пуске (C_0) или получения наибольшего пускового момента $C_m > C_0$, ре-

же — для получения кругового поля при наибольшей полезной мощности на валу $C_n < C_o$. Учитывая требования к надежности машин и сроку их службы, от которых при выбранном классе нагревостойкости изоляции материалов зависит и допускаемая рабочая температура обмотки, необходимо рационально выбрать тепловые нагрузки, которые зависят от допустимого превышения температуры обмотки статора и характера (обработка, покрытие) поверхности охлаждения.

Способ крепления машины и система вентиляции во многом определяет тепловой режим. Если машина, например, крепится в стакан, то за счет этого поверхности теплоотвода увеличивается и следует учитывать дополнительный отвод теплоты. Двигатели большой мощности часто снабжают ребрами на корпусе и применяют внешний обдув.

Рассмотренные требования должны быть положены в основу анализа ИД. Так как для построения оптимальных следящих систем требуется ИД с различными характеристиками и показателями в зависимости от назначения системы, то сначала необходимо решить, рационально ли проектировать двигатель специально для данной системы или для широкого применения, обладающий определенным комплексом свойств. При этом следует иметь в виду, что имеются некоторые возможности для изменения свойств ИД за счет изменения схемы включения.

§ В.3 Анализируемые технические данные исполнительных двигателей

Сравнение ИД проводится по наиболее важным техническим данным и параметрам, к которым относятся: 1) тип двигателя — название серии и типоразмера; 2) частота j , Гц; 3) номинальное напряжение: для ИД, включаемых в двухфазную сеть, — U_v и U_y , В; для конденсаторных — U_c и U_y , В; 4) начальный пусковой момент M_k , Н·м; 5) номинальная полезная мощность, равная наибольшей полезной мощности P_{RH} , Вт; 6) токи в обмотках возбуждения I_v и управления I_y в номинальном режиме или при пуске, А; 7) частота вращения номинальная n_n и в режиме холостого хода n_x , об/мин; 8) напряжение трогания $U_{тр}$, В, или $(U_{тр}/U_{yn})$ 100%; 9) емкость конденсатора C , мкФ; 10) электромеханическая постоянная времени T_m , мс; 11) момент инерции J , кг·м²; 12) превышение температуры обмотки статора θ_s , °С (или рабочая температура ϑ_s); 13) температура окружающей среды $\vartheta_{окр}$, °С; 14) срок службы (гарантийная наработка), ч; 15) габаритные размеры: диаметр D_k , и длина корпуса l_k , мм; 16) масса G , кг.

Сравнение ИД целесообразно провести по перечисленным техническим данным и ряду относительных и энергетических характеристик, позволяющих оценить:

использование машины — массу на единицу полезной мощности G/P_{RH} (или на единицу пускового момента G/M_K), объем машины на единицу полезной мощности V/P_{RH} (или V/M_K);

тепловую нагрузку (плотность теплового потока) — мощность, отводимую с 1 см² наружной поверхности машины при пуске: $\sigma_S = P_{SK}/S_K$, где P_{SK} — мощность, потребляемая при пуске, Вт; S_K — наружная поверхность машины, см².

Для ИД, работающих длительно в номинальном режиме $\sigma_S = \Sigma P/S_K = (P_S - P_{RH})/S_K$, где ΣP — сумма потерь, P_S и P_{RH} — потребляемая и полезная мощности в номинальном режиме;

энергетические показатели: коэффициент мощности $\cos \varphi$ и коэффициент использования $\eta_K = P_{\Sigma K}/P_{SK} = (\pi M_K n_c)/(30 \cdot P_{SK})$, показывающий, какая часть подводимой мощности P_{SK} тратится на создание пускового момента $P_{\Sigma K}$ в «синхронных ваттах». Этот коэффициент может быть назван *КПД при пуске*;

показатели, характеризующие механическую характеристику $m = f(v)$: кратность пускового момента $k_M = M_K/M_H$, относительные частоты вращения — номинальная $v_H = n_H/n_c$ и холостого хода $v_X = n_X/n_c$ (где $n_c = 60f/p$ — синхронная частота вращения, p — число пар полюсов) и нелинейность механической характеристики Δm , т. е. максимальное отклонение кривой $m = f(v)$ от прямой, соединяющей точки пускового момента и частоты вращения при холостом ходе (см. рис. В.4, а) $\Delta m = \Delta M/M_K = 1/k_M - (v_X - v_H)/v_X$, где $k_M = M_K/M_H$. Кроме того, целесообразно сравнить параметры схем замещения машин.

§ В.4 Асинхронные исполнительные двигатели повышенной и промышленной частоты

Асинхронные ИД повышенной частоты $f = 200, 400, 500, 1000$ Гц выпускаются в СССР уже в течение трех десятилетий. Сначала это были главным образом двигатели с полым немагнитным ротором (рис. В.8, В. 9), в дальнейшем, особенно в связи с появлением в последние годы «сквозной» конструкции (рис. В.10, а, В.11), позволяющей уменьшить воздушный зазор до 30 мкм и менее, широкое распространение получили двигатели с ротором типа «беличья клетка». В настоящее время выпускаются асинхронные ИД повышенной частоты мощностью от сотых долей ватта до нескольких сотен ватт для различных условий эксплуатации (табл. В.1).

Сроки службы ИД колеблются от десятков до нескольких тысяч часов при температуре окружающей среды (верхний предел) +50, +80, +100, +150°C и выше. Иногда машины должны обладать и хладоустойчивостью ($\vartheta_{окр} = -40, -60^\circ\text{C}$), работать на большой высоте. Различные требования предъявляются к вибропрочности и ударной нагрузке.

Характеристики основных типов ИД с полым немагнитным ротором повышенной частоты полезной мощностью от 0,36 до 62 Вт и с ротором «беличья клетка» от 0,04 до 100 Вт даны в табл. В.2.

Технические данные двигателей приведены в табл. П2.1—П2.8 приложения. На базе двигателей ДИД, АД и ДМ выпускаются та-

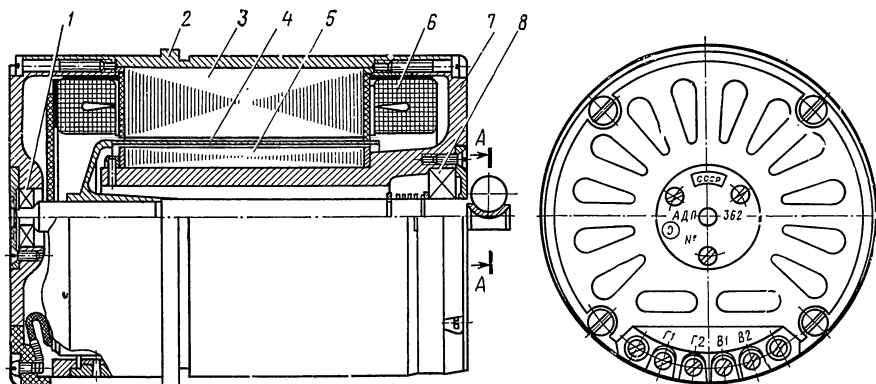


Рис. В.8. Двигатель с полым немагнитным ротором АДП-362:

1 — подшипник; 2 — корпус; 3 — пакет статора; 4 — полый ротор; 5 — сердечник; 6 — обмотка статора; 7 — передний щит; 8 — подшипник

хометрические агрегаты ДГ, АДТ, АГМ, включающие двигатель и асинхронный тахогенератор с полым немагнитным ротором. Двигатели АД имеют, кроме того, исполнение АДИ с инерционным

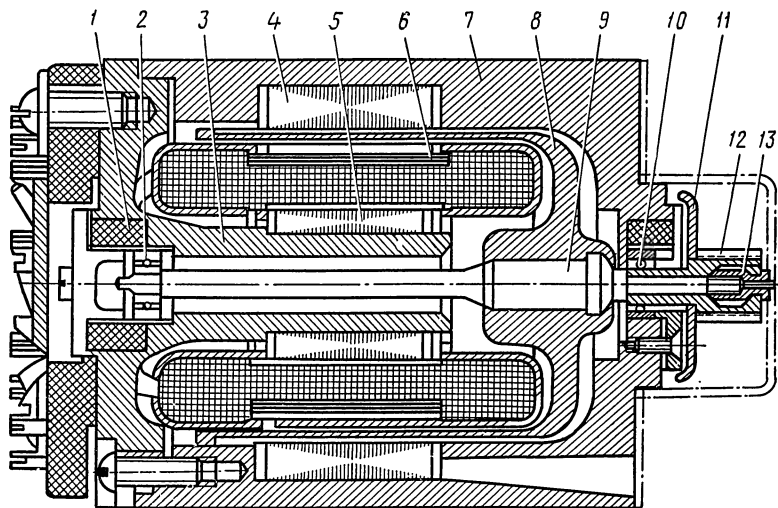


Рис. В.9. Двигатель с полым немагнитным ротором ДИД-0,6-ТВ:

1 — аккумулятор масла; 2 — подшипник; 3 — втулка статора; 4 — сердечник; 5 — пакет статора; 6 — обмотка статора; 7 — корпус; 8 — полый ротор; 9 — вал; 10 — подшипник; 11 — защитный экран; 12 — трибка; 13 — гайка

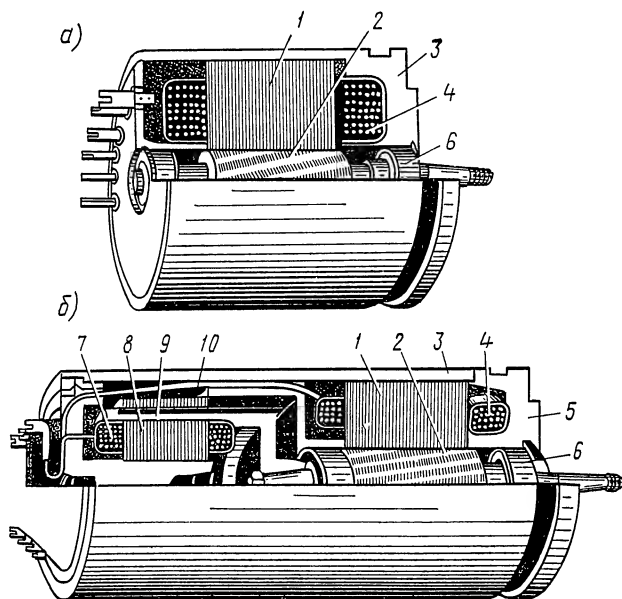


Рис. В.10. Двигатель с «беличьей клеткой» АД (а) и двигатель-тахогенератор АДТ (б):

1 — пакет статора; 2 — короткозамкнутый ротор; 3 — корпус; 4 — обмотка статора; 5 — крышка; 6 — подшипник; 7 — обмотки статора ТГ; 8 — пакет статора ТГ; 9 — полый немагнитный ротор; 10 — пакет внешнего статора ТГ

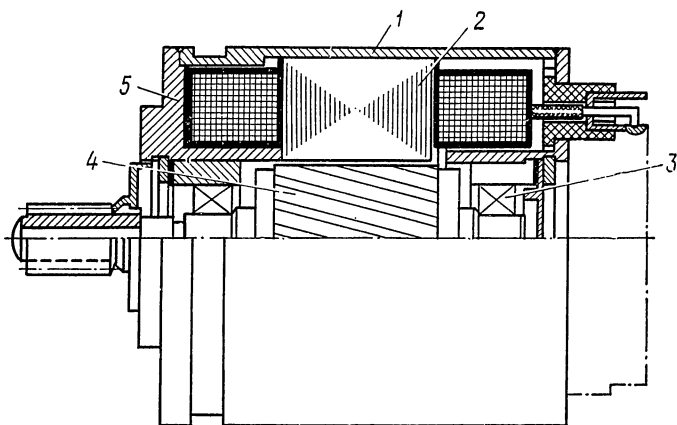


Рис. В.11. Двигатель с «беличьей клеткой» ДМ-0,04:

1 — корпус; 2 — пакет статора; 3 — подшипник; 4 — ротор; 5 — щит

Т а б л и ц а В.1. Условия эксплуатации ИД

Тип двигателя	Тип ротора	Срок службы, ч	Окружающая температура, С	Допустимая температура нагрева, °С	Влажность, %	Ударная прочность	Вибропрочность
АДП	Полый	1500	—40÷+50	105	98 при 40 °С	80 ударов/мин; ускорение 7g	10 Гц, амплитуда 1,4 мм
ЭММ	Полый	400	—60÷+80	155	98 при 20 °С	—	—
ДИД ТВ	Полый	2200	—60÷+100	130...150	98 при 40 °С	40...100 ударов/ мин; ускорение 12g	10...1000 Гц, с ускорением 7,5g
АД	«Беличья клетка»	2500	—60...+60 (+100)	160	98 при 40° С	Многократные с ускорением 7,5g, одиночные с ускорением 50g	5...2000 Гц, с ускорением 15 g
ДКИ	«Беличья клетка»	3000	+60...+100	160	98 при 40°С	—	—
ДМ	«Беличья клетка»	3200	—60...+100	130...150	98 при 40°С	40...110 ударов/ мин; ускорение 15g	10...1000 Гц, с ускорением 7g

демпфером, а двигатели АД, АДИ, ДКМ и ДКИ еще и исполнение с редуктором.

Анализ более 100 типоразмеров ИД показывает, что наиболее распространенными являются ИДП с числом полюсов $2p=6$ и ИДК с $2p=6$ и 8.

Электромеханическая постоянная времени T_m колеблется в широких пределах: у ИДП от 15 до 280 мс, а у ИДК от 10 до 660 мс.

Меньшие значения соответствуют более тихоходным машинам. Сравнительно малые T_m получены у двигателей ДКИ (10...30 мс) и АД (10...20 мс);

масса на единицу полезной мощности составляет у ИДП 55...443 кг/кВт, а у ИДК 35...530 кг/кВт (рис. В.12). Использование двигателей повышается с увеличением мощности и частоты вращения;

чувствительность ИДП выше, чем ИДК. Напряжение трогания составляет соответственно 1,1...2,7% и 2,5...8,3%;

нелинейность механической характеристики ИД колеблется в широких пределах: от нескольких до 58%, причем более высокие значения относятся к конденсаторным двигателям большей полезной мощности;

частота вращения холостого хода $n_x=0,50\div 0,88$. Меньшие значения соответствуют машинам самой малой мощности, где особенно велико влияние механических потерь.

От параметров машины зависят выходные характеристики и свойства двигателей. Абсолютные и относительные параметры схемы замещения ИДП и основные выходные показатели даны в табл. В.3, а для ИДК — в табл. В.4 (параметры приведены к обмоточным данным фазы управления). Анализ параметров ИДП показывает, что относительное сопротивление взаимной индукции ξ_m колеблется для машин мощностью 0,1...50 Вт в пределах 0,18...1,39. Меньшие значения ξ_m относятся к двигателям меньшей мощности. Относительное активное сопротивление статора r_s для двигателей мощностью 1...60 Вт изменяется в пределах от 0,04 до 0,27 и только для очень малых машин $r_s > 0,3$. Относительное сопротивление рассеяния $\xi_s=0,07\div 0,54$. Большие значения относят-

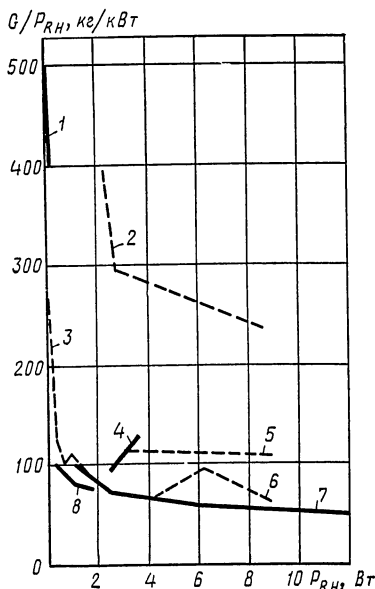


Рис. В.12. Масса ИД на единицу полезной мощности $f=400\div 500$ Гц:

- 1 — ДМ, $2p=4$; 2 — И6762, $2p=4$;
- 3 — ДИД-ТВ, $2p=2$; 4 — АД, $2p=8$;
- 5 — ДИД-ТВ, $2p=4$; 6 — АДИ, $2p=4$;
- 7 — ДКИ, $2p=4$; 8 — АД, $2p=6$

Таблица В.2. К оценке технического уровня

Тип двигателя	Схема включения	f , Гц	$P_{\text{РН}}$, Вт	$M_{\text{К}}, \text{Н} \cdot \text{м} \times 10^{-4}$	$2p$	$\gamma_{\text{н}}$
Полый						
АДП	о	500	27,8...62	600...1200	6	0,6
АДП	о	500	2,1...9	75...150	4 и 6	0,45...0,5
АДП	о	1000	4,5...15	90...190	6 и 8	0,4...0,6
И6762	о	427	2,7...8,3	150...250	2 и 4	0,31...0,42
ЭМ	о	400	0,36...49	20...1200	6	0,25...0,625
ДИД-ТВ	д	400	0,1...9	2,6...280	2, 4, 6	0,29...0,51
ДИД-ТВ	д	1000	0,5...1,7	9...27	4	0,28...0,41
ИД	о	200, 250	1,48...2	35...100	2 и 6	0,4...0,56
«Беличья»						
ДКМ-6	о	400	1...40	78...1650	8	0,5...0,7
ДКМ-8	о	400	1,6...60	115...1840	6	0,5...0,67
ДКМ-12	о	400	0,16...100	7...1400	4	0,26...0,67
ДКМ-24	о	400	0,25...60	4,5...565	2	0,3...0,61
АД	д	400	0,3...3,5	13...210	6 и 8	0,46...0,51
АДИ	д	400	0,3...3,3	13...210	6 и 8	0,44...0,53
ДМ	д	400	0,04...1,0	2,5...50	4 и 6	0,33...0,5
ДКИ	о	400	1,0...16	31...300	4	0,49...0,55

Примечание. о — однофазная сеть; д — двухфазная сеть.

ся к машинам сравнительно большей мощности, работающим на частоте 400 ... 500 Гц.

У ИДК относительные сопротивления (преобразованной схемы замещения) $\xi'_m = 0,74 \div 2,28$; $\rho_s = 0,061 \div 1,98$; $\xi'_s = 0,41 \div 1,53$. Относительная номинальная частота вращения у большинства ИД $\gamma_{\text{н}} = 0,4 \div 0,6$, меньшие значения относятся к машинам меньшей мощности.

Асинхронные ИД промышленной частоты $f = 50$ Гц имеют ограниченное число типов. Среди них двигатели с полым ротором (АДП, И6.762 ..., ИД, ДАРМ, ДАД, ЭДП, ЭДГ) и с ротором типа «беличья клетка» (АСМ, АДК, ДКИ, РД-0,9П). Большинство машин двухполюсные. Они сильно отличаются по расходу материалов и габаритам (табл. В.5). В двигателях мощностью от 2,5 до 41 Вт масса на единицу мощности колеблется от 137 до 267 кг/кВт, электро-механическая постоянная времени для тех же машин — от 5 до 21,5 мс, причем меньшие значения относятся к ИДП. В двигателях «сквозной конструкции» типа ДКИ удалось получить $T_{\text{м}} = 10 \div 12$ мс. ИДП обладает и более высокой чувствительностью, чем ИДК, их напряжение трогания составляет от 1 до 3,5%.

К специальным ИД отнесены двигатели с особой формой механической характеристики, с «пространственным» управлением, двух-

асинхронных ИД повышенной частоты

ν_x	T_m , мс	$\frac{U_{тр}}{U_{ун}} \cdot 100$, %	I , кг·м ² × ×10 ⁻⁸	Δm , %	ϑ_s , °С	$G/P_{Рн}$, г/Вт	$V/P_{Рн}$, см ³ /Вт
---------	------------	---------------------------------------	--	----------------	--------------------	----------------------	-------------------------------------

немагнитный ротор

0,86	27...82	1,1	170...1200	36,6...58	105	58...92	14,5...23
—	24...87	2,3...2,7	25...120	—	110	61...270	16...25,7
—	33...61	1,8...2,5	25...80	—	125...130	36,6...103	10,1...28,2
0,625	70...160	1,5...2,7	150...156	19,5...39	100...110	143...396	44...107
0,5...0,82	15...50	1,67	6,6...1440	11,5...56,5	155	55...443	16,4...127
0,5...0,75	25...140	1,67	3...400	10...28,7	130	80...250	20,8...71
0,5...0,67	65...160	1,67	8...100	11,5...19,5	130	95...120	25,2...39
0,79...0,88	120...280	1,1...2,4	90...300	26,3...29,1	85...110	600...750	50...218

клетка»

—	25...290	—	47...5300	—	—	100...250	31,4...80,5
—	23...230	—	47...5300	—	—	67...157	21...50
—	15...350	3,8	1,5...530	—	—	40...250	12,6...66
—	49...660	—	1,5...1060	—	—	35...160	9,6...42,5
0,75...0,87	10...20	2,5	3...60	3,3...16,7	160	76...128	18,2...29,5
0,69...0,81	13...30	2,5	7...100	8...21	160	123...200	30...59
0,66...0,75	24...66	3,3...8,3	3,8...60	8...17	130	120...500	34...131
0,72...0,84	10...30	2,5...5,5	6...205	17...43	—	47...100	11,5...25,5

статорные и двухроторные, а также совмещенные машины (табл. В.5). Например, двигатели ДАУ выполняются с полым немагнитным ротором и имеют «экскаваторную» механическую характеристику, они допускают работу на упор [28]. Подмоточные двигатели ДАМ конденсаторные с ротором типа «беличья клетка» имеют мягкую характеристику и работают при двух напряжениях: пониженном (запись и воспроизведение) и номинальном (режим ускоренной перемотки).

Двигатели с «пространственным» управлением ДУПС имеют полый немагнитный ротор, одна из обмоток расположена на внешнем статоре, другая на внутреннем поворотном [23].

Серия двигателей усилителей объединяет в одном агрегате асинхронный двигатель (с полым или короткозамкнутым ротором для больших мощностей) и магнитный усилитель [4]. Предусмотрено несколько модификаций: реверсивные и нереверсивные конденсаторные РДУ и НДУ; РТДУ, НТДУ — трехфазные.

Совмещенные сельсин-приемник и ИД с полым ротором с «пространственным» управлением [23] называются двигателями-сельсинями. Они выполняются с гибкими токопроводами к обмотке поворотного внутреннего статора СДС-2Д или с токопроводом щетка — кольцо (мотосин СДС-2М), а также бесконтактные, у которых

Т а б л и ц а В.3. Параметры ИД с полым немагнитным ротором

Параметры	Тип двигателя											
	АДП- 262	АДП- 362	АДП- 263А	АДП 363А	АДП- 563А	ДИД- 0,1	ДИД 0,5У	ДИД- 0,6ГВ	ДИД- 1ГВ	ДИД- 2ГВ	ДИД- 3ГВ	ДИД- 5ГВ
$P_{\text{РН}}, \text{Вт}$ $f, \text{Гц}$ $2p$ $D, \text{см}$	9,5 50 2 3	19 50 2 4	27,8 500 6 3	46,4 500 6 4	62 500 6 4,6	0,1 400 2 1,3	0,4 400 2 1,5	0,6 400 2 1,7	1 400 2 1,53	2 400 2 1,53	3 400 4 2	5 400 6 3,6
Схемы замещения, Ом, $r_{\text{су}}$ при $\phi_s=75^\circ\text{C}$ $x_{\text{су}}$ $x_{\text{мУ}}$ $r_{\text{кУ}}, \text{Ом}$ при $\phi_{\text{R}}=100^\circ\text{C}$ Относительные: $\xi_{\text{м}}$ ξ_{S} ξ_{S}	44 28 225 392 0,57 0,12 0,07	27,5 19 213 236 0,9 0,12 0,07	34,6 164 342 483 0,71 0,07 0,08	15,5 121 310 241 1,29 0,06 0,34	6,1 83,5 358 154 2,32 0,04 0,5	361 73 260 346 0,75 1,05 0,29	133 55 284 396 0,72 0,34 0,14	134 40 238 200 1,19 0,67 0,2	75,6 38 263 221 1,19 0,34 0,17	37,8 20 204 146 1,4 0,26 0,14	11 14 58 83 0,7 0,13 0,17	11 18 75 58,5 1,28 0,19 0,31
$s_{\text{к}}$ $\eta_{\text{к0}}$ $\nu_{\text{н}}$ $k_{\text{м}}, \%$ $\Delta m, \%$ $T_{\text{м}}, \text{мс}$ $U_{\text{у.т.р.}}, \%$ $\eta, \%$ $\sigma_{\text{S}}, \text{Вт/см}^2$ $G/P_{\text{РН}}, \text{г/Вт}$ $V/P_{\text{РН}}, \text{см}^3/\text{Вт}$ $\phi_{\text{S}}, ^\circ\text{C}$, не более	8,2 0,67 0,61 1,8 25,4 5 1,6 19,2 0,14 162 42,7 105	7,65 0,79 0,65 1,79 29,6 6 1,16 29 0,12 138 36 105	3 0,83 0,60 1,5 36,6 27 0,36 27 0,22 65 14,6 105	2,75 0,90 0,60 1,13 55,3 51 1,23 35 0,2 58 14,8 105	2,29 0,96 0,60 1,2 55,3 82 1,81 34 0,17 92 23,4 105	1,76 0,25 0,29 1,2 11,8 1,67 1,67 3 — 250 71,5 130	3,48 0,50 0,45 1,95 28,4 80 1,67 1,67 8 0,13 160 30,2 130	1,86 0,47 0,48 2 21,2 110 1,67 1,67 13 0,13 160 29,7 130	3,11 0,64 0,49 1,95 16,8 80 1,67 1,67 18 0,13 110 31,4 130	3,77 0,72 0,45 1,88 13,2 55 1,67 1,67 20 0,12 80 20,8 130	5,9 0,72 0,48 1,8 28 25 1,67 1,67 23 0,11 117 31,4 130	3,38 0,77 0,51 1,88 20,7 75 1,67 1,67 20 0,10 144 40,0 130

Т а б л и ц а В.4. Параметры ИД с ротором типа «беличья клетка», $f=400$ Гц

Параметры	Тип двигателя													
	АД-20	АД-25	АД-32	АД-40	АД-50	ДКИ-1-12ТВ	ДКИ-2,5-12ТВ	ДКИ-6-12ТВ	ДКИ-16-12ТВ	ДМ 0,04	ДМ-0,1	ДМ-0,4	ДМ-1	ДМ-2,5
$P_{\text{РН}}, \text{Вт}$ $2p$	0,3	0,9	1,7	2,5	3,5	1	2,2	6	16	0,04	0,1	0,4	1	2,5
$D, \text{см}$	6	6	6	8	8	4	4	4	4	4	4	6	6	6
	0,8	0,9	0,9	1,3	1,3	0,8	1	4	5	0,7	0,8	1	1	0,3
Схемы замещения, Ом: r_{cy} при $\phi_s=20^\circ\text{C}$	70	68,79	20,4	21,4	4,48	66	21	—	—	90	150	76	20	5
x_{cy}	49,5	91,5	51,8	27,9	19,2	68	27	—	—	45	148	86	47	30
x_{my}	137	286	157	93	64	226	192	—	—	80	265	280	152	106
r_{cy}	234	332	182	143	96,7	194	142	—	—	60	175	250	114	49
x_{ry}	34	61,5	33,8	16,7	11,5	32	32	—	—	12	47	29	15	6
Относительные: ξ'_m	0,74	1,05	1,04	0,72	0,78	1,33	1,57	—	—	1,54	1,79	1,24	1,47	2,28
	0,47	0,31	0,17	0,21	0,06	0,44	0,22	—	—	1,98	1,20	0,37	0,21	0,11
	ρ'_s							—	—					
	ξ'_s	0,52	0,63	0,65	0,41	0,56	0,65	0,52	—	—	1,22	1,53	0,55	0,64
s_k	2,8	2,32	2,44	3,37	3,04	1,95	2,39	—	—	0,83	1,01	1,4	2,12	1,66
$\eta_{\text{кo}}$	0,428	0,628	0,758	0,642	0,86	0,638	0,765	—	—	0,309	0,389	0,62	0,765	0,88
$v_{\text{н}}$	0,46	0,54	0,51	0,5	0,45	0,49	0,51	0,53	0,56	0,33	0,33	0,44	0,5	0,5
k_m	1,63	2	1,92	1,88	1,74	1,72	1,62	1,5	1,54	2	2	1,63	1,67	1,85
$\Delta m, \%$	22	17	7,4	13	11	26,6	23,9	33,1	31,9	14	8	11	17	10
$T_{\text{н}}, \text{мс}$	10	20	10	20	16	10	15	20	30	80	75	32	26	25
$U_{\text{y.тp}}, \%$	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	5,55	5,55	5,55	2,5	3,33	5,55	3,33	3,33	3,33
$\eta, \%$	7	18	22	20	20	12,5	22	30	54	5	8	15	20	20
$\sigma_s, \text{Вт/см}^2$	0,23	0,19	0,20	0,20	0,16	0,20	0,17	0,22	0,30	0,13	0,12	0,15	0,15	0,15
$G/P_{\text{РН}}, \text{г/Вт}$	100	82	76	96	128	100	72	58	47	500	400	175	150	128
$V/P_{\text{РН}}, \text{см}^3/\text{Вт}$	26,5	19,2	18,2	21,6	29,5	25,5	19,5	15,6	11,5	110,5	86,3	34,4	32,5	28,6
$\phi_s^\circ\text{C}$ (не более)	160	160	160	160	160	160	160	160	160	130	130	130	130	130

Т а б л и ц а В.5. Технические данные асинхронных

Тип дви- гателя	$U_{вн}, В$	$U_{ун}, В$	$M_n \cdot 10^{-4},$ Н·м	$M_k \cdot 10^{-4},$ Н·м	$I_{вн}, А$	$I_{ун}, А$	$P_{Rn}, Вт$	$U_{тр}, В$	$n_n, мин^{-1}$
АДП-262	110	125	500	900	0,23	0,58	9,5	2	1850
АДП-362	110	120	950	1700	0,6	0,65	19	1,5	1950
2АСМ-50	20	20	50	225	0,095	0,095	0,67	0,5	1300
2АСМ-100	110	110	400	400	0,18	0,18	1,32	5,5	1280
2АСМ-200	110	110	200	560	0,3	0,4	2,4	5,5	1180
2АСМ-400	110	110	400	800	0,3	0,4	4,6	5,5	1120
РД-09П	127	24	165	280	—	—	1,28	—	750
ДКИ-1,6-ЗАТ	220	127	125	230	0,08	0,1	2,4	1,5...2,2	1800
ДКИ-4-ЗАТ	220	127	270	480	0,1	0,16	5	1,5...2,3	1800
ДКИР-0,4-20ТВ	127	24	2210 ¹		0,06	0,2	0,4	—	—
ДКИР-0,4- 50ТВ	127	24	885 ²		0,06	0,2	0,4	—	—
ДАУ-4 ³	220	220	220	384	0,045	0,097	3,6	—	2400
ДАУ-10 ³	220	220	500	925	0,096	0,11	10,2	—	2520
ДАУ-25 ³	220	220	1095	2408	0,24	0,2	25,2	—	2400
ДАУ-63 ³	220	220	3030	5910	1,035	0,2	52,7	—	2360
ДАУ-160 ³	220	220	6950	16 100	2,12	0,208	130	—	2250
ДАУ-400 ³	220	220	18 400	38 600	4,75	1,09	347,5	—	2430
ДУПС-4	220	220	175	300	0,08	0,08	4	3,5	2200
ДУПС-10	220	220	480	710	0,15	0,1	6	1,5	1600
ДУПС-25	220	220	1050	1740	0,38	0,31	18	1,5	1660
ДУПС-63 ⁴	220	220	2500	4240	0,83	0,72	42	1,5	1630
ДУПС-160 ⁴	220	220	9750	16 600	3,5	2,5	160	2,5	1650
ДУПС-400 ⁴	220	220	20 000	26 800	4,3	2,7	350	2,5	1750

Примечание. ¹ Момент на валу редуктора $n=20$ об/мин. ² Момент на валу редуктора $n=50$ об/мин. ³ Двигатель имеет два ротора: основной — полый немагнитный или «беличья клетку» — и вспомогательный — «беличья клетка» (при-

двигателей промышленной частоты $f=50$ Гц

n_x , мин ⁻¹	C , мкФ	T_m , мс	θ_g , °С	$\phi_{окр}$, °С	Срок службы, ч	Тип ротора	l_k , мм	D_k , мм	G , кг
2650	2,5	5	65	40	1500	Полый ротор	105	70	1,6
2650	6,5	6	65	40	1500		121	85	2,6
—	—	45	65	—40	500	«Белличья клетка»	86	56	0,72
—	—	45	65	+40	500		86	56	1,15
—	—	—	65	—40	500		104	68	1,25
—	—	88	65	+40	500		139	68	1,9
—	—	20	65	—40	—		52	78	0,58
2800	0,47	10	50	+40	5000		75	50	0,5
2800	0,68	12	50	60	5000		85	50	0,85
—	0,8...1	—	50	60	—		—	—	0,3
—	0,8...1	—	50	60	—		—	—	0,3
—	0,8...1	—	50	60	—		—	—	0,3
—	0,75	—	60	—30	2000	Полый ротор «Белличья клетка»	97	59×81	0,81
—	1,5	—	60	+60	2000		120	80×103	1,75
—	3,25	—	60	—30	2000		184	118×162	5,3
—	9	—	60	+60	2000		248	166×180	11
—	22	—	60	—30	2000		340	230×249	27
—	53	—	60	+60	2000		—	—	—
2800	1	29	60	40	—	Полый ротор	—	—	1,3
2600	1,75	30	60	40	—		—	—	2,5
2600	4	25	60	40	—		—	—	4,2
2750	8	12	60	40	—		—	—	6,1
2700	20	33	60	40	—		—	—	25
2700	34	48	60	40	—		—	—	26

вод вентилятора для внешнего обдува), в графе D_k габаритные размеры. ⁴ Двигатели имеют встроенные вентиляторы для охлаждения.

подвод тока осуществляется с помощью кольцевого трансформатора.

На рис. В.13 показан двухроторный исполнительный двигатель, в котором имеется два concentрично расположенных ротора: внеш-

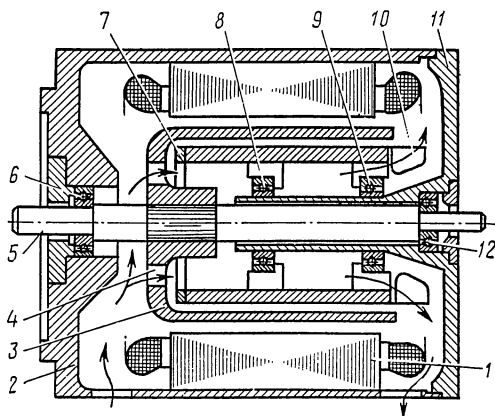


Рис. В.13. Двухроторный двигатель АДР 40/50:

1 — пакет статора; 2 — корпус; 3 — внешний по-
лый немагнитный ротор; 4 — вентиляционные от-
верстия; 5 — вал; 6, 8, 9, 12 — подшипники; 7 —
внутренний ротор из ферромагнитного материала;
10 — вентилятор; 11 — щит

ный — полый немагнитный и внутренний — «беличья клетка». Пер-
вый является рабочим и используется для привода механизмов,
второй вращает вентилятор. Интенсивное охлаждение позволяет
увеличить электромагнитные нагрузки, снизить в 1,52...2 раза рас-
ход материалов по сравнению с двигателем с полым немагнитным
ротором, увеличить предельную мощность ИД, обеспечить в нем
отсутствие самохода [27].

ГЛАВА 1

ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ
ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМАХ
ВКЛЮЧЕНИЯ И СПОСОБАХ УПРАВЛЕНИЯ

§ 1.1

Выбор метода теоретического исследования
исполнительных двигателей

Асинхронные исполнительные двигатели — это управляемые, преимущественно двухфазные, электрические машины. На статоре обычно располагаются две обмотки (возбуждения и управления), оси которых смещены в пространстве на угол, равный 90 эл. град (рис. 1.1). Даже при полной идентичности обмоток из-за несимметрии напряжений (или токов) управляемые машины являются несимметричными и работают обычно при эллиптических вращающихся полях. Круговое вращающееся поле имеет место только в отдельных режимах, например: при пуске в конденсаторном ИД, при $\alpha_e = 1$ для ИД, включенных в двухфазную сеть. В некоторых типах ИД (рис. 1.2) кроме электрической имеется еще пространственная или пространственная и магнитная несимметрия.

К основным методам аналитического исследования несимметричных режимов работы машин переменного тока можно отнести: метод двух реакций — продольного и поперечного поля, метод симметричных составляющих, а также метод вращающихся полей, по существу являющийся модификацией метода симметричных составляющих. Причем модификация эта несколько усложняет сам метод и связана с несовершенством приемов разложения на симметричные составляющие в случае многофазных машин с пространственной асимметрией.

Во всех методах сделаны три основных допущения: 1. Магнитное поле вдоль окружности воздушного зазора машины принимается синусоидальным. 2. Влияние зубцов статора и ротора не учитывается. 3. Не учитывается насыщение магнитной цепи, что позволяет пользоваться методом наложения.

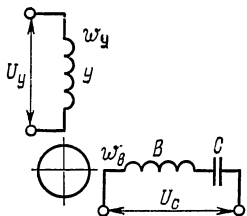


Рис. 1.1. Схема включения ИД (общий случай электрической асимметрии)

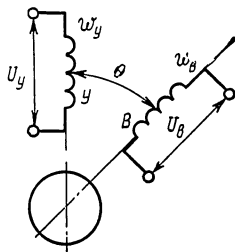


Рис. 1.2. Схема включения ИД с пространственным управлением (пространственная и электрическая асимметрия)

Метод продольного и поперечного полей иногда называют методом двух реакций или ЭДС (трансформаторной и вращения) [25].

Метод двух вращающихся полей предусматривает разложение полей, создаваемых МДС каждой из фаз, на два вращающихся в противоположных направлениях [12].

Иногда для исследования машин сочетаются несколько методов. Например, при анализе асинхронной машины с экранированными полюсами для симметричного ротора используется метод двух вращающихся полей, а для несимметричного статора — метод продольного и поперечного полей.

Метод симметричных составляющих получил наибольшее распространение [3—6]. При его использовании применительно к двухфазной машине любая несимметричная система токов, МДС и напряжений заменяется двумя симметричными. Это дает возможность рассматривать возникающее в машине эллиптическое поле как результат наложения двух круговых полей прямой и обратной последовательности, вращающихся в противоположных направлениях.

Преимущества выбранного в книге метода симметричных составляющих заключены в удобстве и простоте определения характеристик двигателя, так как: 1) он дает связь между токами внутри данной последовательности, что позволяет рассматривать каждую фазу независимо от других; 2) дает возможность найти для симметричных составляющих входные сопротивления машины — эквивалентные сопротивления схем замещения (для полных же токов при наличии вращающегося ротора такие сопротивления определить невозможно); 3) позволяет легко определить электромагнитные мощности, передаваемые этими полями со статора на ротор, и электромагнитный вращающий момент, поскольку симметричные составляющие токов создают круговые поля.

Важное значение имеют схемы замещения машины, которые не только используются при составлении основных уравнений для раз-

личных схем включения, способах управления и конструктивных исполнениях машины, но и весьма удобны при ее моделировании. Математическая модель позволяет выявить влияние параметров схемы замещения машины на ее механические и регулировочные характеристики, оценить показатели, характеризующие свойства ИД. При этом целесообразно использовать относительные величины параметров, токов, мощностей и моментов, что позволяет получить семейства универсальных кривых, удобных для анализа и инженерных расчетов. При исследовании ИД применяют вычислительные машины: аналоговые — при изучении переходных режимов и цифровые — для получения зависимостей их выходных показателей от относительных параметров схемы замещения, а также расчета выходных характеристик машины и решения задач оптимизации.

§ 1.2 **Метод симметричных составляющих для двухфазных асинхронных машин с электрической и пространственной асимметрией**

Метод симметричных составляющих является рациональным для аналитического исследования асинхронных машин при любом виде асимметрии. Для двухфазных машин с электрической асимметрией он может быть использован в своем классическом виде, а при наличии пространственной и электрической асимметрии требуется дополнительная разработка самого метода.

Метод симметричных составляющих для двухфазных машин с электрической асимметрией. В общем случае в двухфазной асинхронной машине (см. рис. 1.1) МДС двух обмоток статора создают несимметричное эллиптическое поле, которое на основе метода симметричных составляющих можно рассматривать как результат наложения двух симметричных круговых полей (прямого и обратного), вращающихся в противоположные стороны (рис. 1.3, а).

Прямое поле создается системой МДС прямой последовательности $\vec{F}_{y1}$ и $\vec{F}_{b1}$, обратное поле — системой МДС обратной последовательности $\vec{F}_{y2}$ и $\vec{F}_{b2}$. МДС прямой и обратной последовательностей фаз одинаковы по величине $F_{y1}=F_{b1}$; $F_{y2}=F_{b2}$, сдвинуты во времени на угол 90° и имеют разное чередование фаз: прямая МДС — одинаковое с исходной несимметричной системой, а обратная МДС — противоположное ей.

Вместо МДС можно оперировать токами, приведенными к числу витков одной из обмоток $\vec{I}_y$ и

$$\vec{I}_b k = \frac{\vec{I}_b \omega_b k_{o.b.}}{\omega_y k_{o.y}}, \quad (1.1)$$

где $k = \omega_b k_{o.b.} / (\omega_y k_{o.y})$ — отношение эффективных чисел витков об-

моток (коэффициент трансформации); ω_y, ω_b — число витков обмоток управления и возбуждения; $k_{o,y}, k_{o,b}$ — их обмоточные коэффициенты.

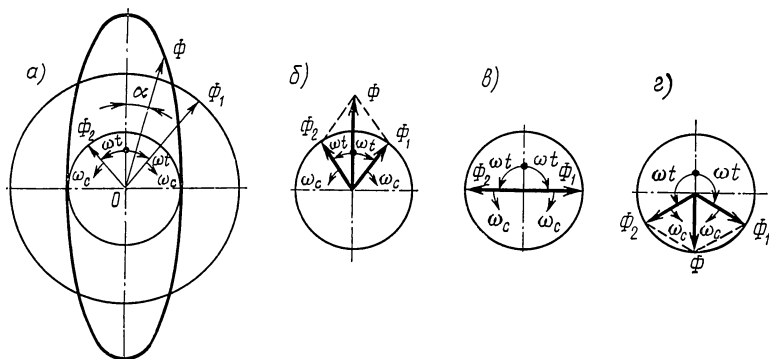


Рис. 1.3. Разложение несимметричных полей на два симметричных

Симметричные составляющие токов

$$\dot{I}_{b1,2} = \pm j \dot{I}_{y1,2} / k; \quad (1.2)$$

$$\dot{I}_y = \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2}; \quad \dot{I}_b = \dot{I}_{b1} + \dot{I}_{b2} = j (\dot{I}_{y1} - \dot{I}_{y2}) / k; \quad (1.3)$$

$$\dot{I}_{y1,2} = (\dot{I}_y \mp j k \dot{I}_b) / 2 \quad (1.4)$$

(здесь и далее индекс «1» относится к прямой последовательности, «2» — к обратной).

Подобные уравнения справедливы и для несимметричной системы напряжений. Частный случай несимметричной системы представляет собой однофазная система токов (рис. 1.3, б÷г), когда ток в одной из обмоток отсутствует ($I_y = 0$), а второй создает пульсирующее поле.

Из (1.2), (1.3) следует, что в этом случае симметричные составляющие токов одинаковы по абсолютной величине: $I_{y1} = -I_{y2}$; $k I_{b1} = k I_{b2} = k I_b / 2$. Эти составляющие создают два одинаковых круговых поля, вращающихся в противоположных направлениях, в результате наложения которых возникает неподвижное относительно статора пульсирующее во времени поле. Каждому из токов $I_{y1}, I_{y2}, I_{b1}, I_{b2}$ соответствуют полные сопротивления $z_{y1}, z_{y2}, z_{b1}, z_{b2}$, для которых на рис. 1.4 приведены четыре схемы замещения. Все параметры схем замещения приняты постоянными, так как не учитывается влияние насыщения, а сопротивления ротора в первом приближении не зависят от частоты вращения.

Во всех схемах замещения: $z_{sy}=r_{sy}+jx_{sy}$; $z_{sb}=r_{sb}+jx_{sb}$ — полные сопротивления статорных обмоток У и В; $z_{my}=r_{my}+jx_{my}$; $z_{mb}=r_{mb}+jx_{mb}$ — полные сопротивления намагничивающего контура фаз У и В; x_{my} , x_{mb} — индуктивное сопротивление по оси фазы У (В) соответствующее потоку воздушного зазора; r_{my} , r_{mb} — ак-

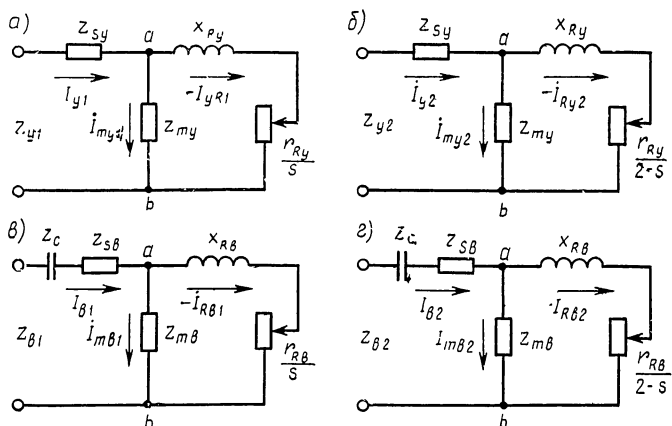


Рис. 1.4. Схемы замещения прямой и обратной последовательностей двухфазной машины с электрической асимметрией:

$a, б$ — фазы управления У; $в, г$ — фазы возбуждения В

тивное сопротивление, эквивалентное потерям в стали, по оси фазы У (В); r_{Ry} , x_{Ry} , r_{Rb} , x_{Rb} — активные и индуктивные сопротивления ротора, приведенные к обмоточным данным фазы У (В).

Исследование ИД с электрической несимметрией проведем для схемы включения, представленной на рис. 1.1. Питание обмоток возбуждения и управления осуществляется от двух независимых источников; обмотка возбуждения включается через конденсатор. В этой схеме напряжения управления и возбуждения могут быть неодинаковыми по величине и фазе и их соотношение $\dot{U}_y = (\alpha_e/k)\dot{U}_c e^{-j\beta}$, где $\alpha_e = (U_y/U_c)k = k\alpha$ — эффективный коэффициент сигнала, равный отношению модулей напряжений U_y и U_c , приведенных к числу витков обмотки управления; β — угол сдвига фаз между напряжениями управления и возбуждения во времени.

Уравнения напряжений для фаз У и В, полученные методом симметричных составляющих:

$$\begin{aligned} \dot{U}_y &= \dot{U}_{y1} + \dot{U}_{y2} = \dot{I}_{y1}z_{y1} + \dot{I}_{y2}z_{y2}; \quad \dot{U}_c = \dot{I}_{b1}z_{b1} + \dot{I}_{b2}z_{b2} = \\ &= j \frac{\dot{I}_{y1}}{k} z_{b1} - \frac{\dot{I}_{y2}}{k} z_{b2}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Из совместного решения уравнений (1.5)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{y1} &= \frac{\dot{U}_{y2} z_{B2} - jk \dot{U}_c z_{y2}}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}; \\ \dot{I}_{y2} &= \frac{\dot{U}_{y1} z_{B1} + jk \dot{U}_c z_{y1}}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}. \end{aligned} \quad (1.6)$$

В уравнениях для напряжений и токов z_{y1} и z_{y2} , z_{B1} и z_{B2} — полные сопротивления прямой и обратной последовательностей фаз управления и возбуждения, схемы замещения для которых представлены на рис. 1.4.

Для расчетов целесообразно полагать, что намагничивающий контур ab не содержит активного сопротивления, эквивалентного потерям в стали ($r_{my} = r_{mB} = 0$), что значительно упрощает выражения для сопротивлений разветвлений между точками a и b (рис. 1.4). Потери в стали учитываются с помощью добавочного тока в обмотке статора.

Активное и индуктивное сопротивления разветвления прямой последовательности для фазы управления

$$r'_{Ry1} = \frac{s x_{my}^2 r_{Ry}}{r_{Ry}^2 + s^2 (x_{my} + x_{Ry})^2}, \quad x'_{Ry1} = \frac{x_{my} r_{Ry}^2 + s^2 x_{my} x_{Ry} (x_{my} + x_{Ry})}{r_{Ry}^2 + s^2 (x_{my} + x_{Ry})^2}. \quad (1.7)$$

Здесь $s = (n_c - n)/n_c = 1 - v$; v — относительная частота вращения ротора; n_c — синхронная частота вращения.

Сопротивления разветвления обратной последовательности можно определить по этой же формуле, заменив s на $2-s$.

Для фазы возбуждения:

$$r'_{Rb1} = k^2 r'_{y1}; \quad x'_{Rb1} = k^2 x'_{y1}; \quad r'_{Rb2} = k^2 r'_{y2}; \quad x'_{Rb2} = k^2 x'_{y2}.$$

Полные сопротивления схем замещения:

$$\begin{aligned} z_{y1} &= (r_{Sy} + r'_{y1}) + j(x_{Sy} + x'_{y1}) = r_{y1} + jx_{y1}, \\ z_{y2} &= (r_{Sy} + r'_{y2}) + j(x_{Sy} + x'_{y2}) = r_{y2} + jx_{y2}, \\ z_{B1} &= (r_{SB} + r_c + r'_{B1}) + j(x_{SB} - x_c + x'_{B1}) = r_{B1} + jx_{B1}, \\ z_{B2} &= (r_{SB} + r_c + r'_{B2}) + j(x_{SB} - x_c + x'_{B2}) = r_{B2} + jx_{B2}. \end{aligned}$$

Токи в цепи управления и возбуждения без учета потерь в стали:

$$\begin{aligned} \dot{I}_y &= \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2} = \dot{I}_{a.y} + j\dot{I}_{p.y}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} = j \frac{\dot{I}_{y1}}{k} - \\ &- j \frac{\dot{I}_{y2}}{k} = \dot{I}_{a.B} + j\dot{I}_{p.B}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

В схеме ИД, представленной на рис. 1.1, подводимое напряжение U_c равно сумме напряжений на конденсаторе и обмотке возбуждения $U_c = U_k + U_b$, напряжение на конденсаторе

$$U_k = I_b z_c = \frac{j}{k} (I_{y1} - I_{y2}) z_c. \quad (1.9)$$

В общем случае, когда $z_{sb} \neq k^2 z_{sy}$; $z_{sb} - k^2 z_{sy} = k^2 z'_d$, напряжение на обмотке возбуждения

$$U_b = jk (I_{y1} z_{y1} - I_{y2} z_{y2}) + jk z'_d (I_{y1} - I_{y2}). \quad (1.10)$$

Электромагнитная мощность, передаваемая от статора к ротору электромагнитным полем, представляет собой сумму электромагнитных мощностей прямой и обратной последовательностей, однако вращающий момент зависит от разности этих мощностей, которую назовем *моментом в «синхронных ваттах»*¹:

$$P_g = P_{g1} - P_{g2} = (2I_{Ry1}^2 r_{Ry}/s) - [2I_{Ry2}^2 r_{Ry}/(2-s)]. \quad (1.11)$$

Из схемы замещения (рис. 1.4) следует, что при отсутствии потерь в стали ($r_{my} = 0$, $z_{my} = jx_{my}$)

$$P_g = 2I_{y1}^2 r'_{Ry1} - 2I_{y2}^2 r'_{Ry2}. \quad (1.12)$$

Вращающий электромагнитный момент, Н·м,

$$M = 30P_g/(\pi n_c). \quad (1.13)$$

Полная механическая мощность

$$P'_R = P_g (1-s). \quad (1.14)$$

Полезная механическая мощность двигателя

$$P_R = P'_R - P_{\text{мех}} - P_{\text{доб}}, \quad (1.15)$$

где $P_{\text{мех}}$, $P_{\text{доб}}$ — потери механические (на трение, вентиляцию) и добавочные.

Полная потребляемая мощность

$$P_s = P_R + \sum P, \quad (1.16)$$

где $\sum P = P_{ms} + P_{mR} + P_c + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}}$; P_{ms} , P_{mR} — электрические потери в обмотках статора и в роторе; P_c — потери в стали.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_R/P_s. \quad (1.17)$$

Обобщенный метод симметричных составляющих для двухфазных машин с пространственной и электрической асимметрией. Характерными особенностями этого метода является то, что:

¹ Термин введен проф. Ю. С. Чечетом.

совокупность статорных токов заменяется системой таких последовательностей токов, каждая из которых создает круговое вращающееся поле в зазоре машины;

токи прямой и обратной последовательностей для любой гармоники связаны соотношением

$$k_v \dot{I}_{\text{в}1,2v} = \dot{I}_{y1,2v} e^{\pm j(\pi - v\theta)}, \quad (1.18)$$

где k_v — коэффициент трансформации; v — номер гармоники; θ — пространственный угол между осями обмоток статора.

Как видно из (1.18), временные углы между векторами симметричной системы токов $\pm j(\pi - v\theta)$ зависят от пространственных углов между обмотками и порядка гармоники;

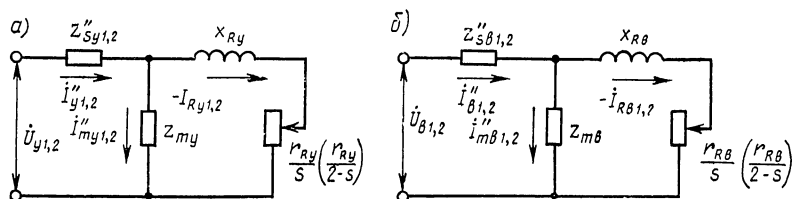


Рис. 1.5. Схемы замещения прямой и обратной последовательностей двухфазной машины с пространственной асимметрией:

а — фазы управления; б — фазы возбуждения

каждая последовательность токов характеризуется своим коэффициентом «магнитной эффективности»

$$\dot{\mu}_{\text{в}1,2v} = \dot{\mu}_{y1,2v} = \sin(v\theta) e^{\pm j\left(\frac{\pi}{2} - v\theta\right)}. \quad (1.19)$$

Модуль μ_{y1v} (μ_{y2v}) показывает, во сколько раз амплитуда МДС вращающегося поля прямой (обратной) последовательности отличается от амплитуды пульсирующей МДС одной фазы от токов той же последовательности.

Машина с пространственной асимметрией для каждой последовательности может быть сведена к условной пространственно-симметричной машине, по фазам которой вместо симметричных токов данной последовательности протекают ее «эффективные» токи. Например, для первой гармоники

$$\dot{I}_{y1,2}^* = \dot{\mu}_{y1,2} \dot{I}_{y1,2}; \quad \dot{I}_{\text{в}1,2}^* = \dot{\mu}_{\text{в}1,2} \dot{I}_{\text{в}1,2}. \quad (1.20)$$

Эффективные токи в разных фазах связаны между собой зависимостью: $k \dot{I}_{\text{в}1,2}^* = \dot{I}_{y1,2}^* e^{\pm j(\pi - \theta)}$. Каждая фаза рассматривается независимо от других и имеет две схемы замещения прямой и обратной последовательностей (рис. 1.5). При этом к сопротивлению обмотки статора в схемах для прямой (обратной) последовательности добавляется некоторое сопротивление $(z_{sy}/\dot{\mu}_{y1}) - z_{sy}$ или $[(z_{sy}/\dot{\mu}_{y2}) - z_{sy}]$. Симметричная система напряжений представляет

собой совокупность напряжений, под действием которых в машине протекает симметричная система токов той же последовательности.

Сравнивая схемы замещения, изображенные на рис. 1.4 и 1.5, необходимо отметить, что сопротивления параллельного разветвления (намагничивающего контура с роторной цепью) не различаются между собой, а у машины с пространственной и электрической асимметрией (рис. 1.5) появляется в цепи статора дополнительное сопротивление, создающее несимметрию, даже если приведенные сопротивления обмоток статора одинаковы по величине.

Симметричные составляющие токов определяются полными токами фаз:

$$\dot{I}_{y1,2\nu} = \mp j \frac{\dot{I}_y e^{\pm j\nu\theta} + k_y \dot{I}_B}{2 \sin \nu\theta}; \quad \dot{I}_{B1,2\nu} = \pm j \frac{k_y \dot{I}_B e^{\mp j\nu\theta} + \dot{I}_y}{2 k_y \sin \nu\theta}. \quad (1.21)$$

При отсутствии пространственной асимметрии ($\theta = \pi/2$) составляющие тока, например, в фазе управления

$$\dot{I}_{y1,2\nu} = \pm j \frac{\dot{I}_y e^{j\nu\frac{\pi}{2}} + k_y \dot{I}_B}{2 \sin(\nu\pi/2)}. \quad (1.22)$$

Если коэффициент трансформации не зависит от номера высших гармоник $k_\nu = k$, то при $\nu_1 = 4C + 1 = 1, 5, 9, 13, \dots$

$$\dot{I}_{y1,2\nu_1} = (\dot{I}_y \mp j k \dot{I}_B) / 2, \quad (1.23)$$

при $\nu_2 = 4C - 1 = 3, 7, 11, \dots$

$$\dot{I}_{y1,2\nu_2} = (\dot{I}_y \pm j k \dot{I}_B) / 2. \quad (1.24)$$

Уравнение (1.23) совпадает с (1.4).

В основных уравнениях машины с пространственной асимметрией будем учитывать только первую гармонику, поэтому индекс ν в дальнейшем опущен.

Уравнения напряжения для фаз У и В:

$$\dot{U}_y = \dot{I}_{y1} z_{y1}'' + \dot{I}_{y2} z_{y2}'', \quad \dot{U}_B = \dot{I}_{B1} z_{B1}'' + \dot{I}_{B2} z_{B2}''. \quad (1.25)$$

Из совместного решения этих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{y1}'' &= \frac{\dot{U}_y z_{B2}'' e^{-j\theta} - k \dot{U}_B z_{y2}''}{z_{y1}'' z_{B2}'' e^{-j\theta} - z_{B1}'' z_{y2}'' e^{j\theta}}, \\ \dot{I}_{y2}'' &= \frac{k \dot{U}_B z_{y1}'' - \dot{U}_y z_{B1}'' e^{j\theta}}{z_{y1}'' z_{B2}'' e^{-j\theta} - z_{B1}'' z_{y2}'' e^{j\theta}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

В уравнениях для напряжений и токов $z_{y1}'', z_{y2}'', z_{B1}'', z_{B2}''$ — полные сопротивления для «эффективных токов» прямой и обратной последовательностей фаз управления и возбуждения, схемы замещения для которых приведены на рис. 1.5.

Так же как и для случая пространственно-симметричной машины, для упрощения расчетных формул полагаем, что намагничивающий контур не содержит активного сопротивления.

Сопروتивления разветвления для фазы управления определяют согласно (1.7). Они симметричны по фазам: $z_{R_{в1,2}}'' = k^2 z_{R_{y1,2}}''$.

Входные сопротивления схем замещения по фазам несимметричны, даже если сопротивления самих статорных обмоток симметричны: $z_{Sв} = k^2 z_{Sy}$, так как

$$z_{Sy1,2}'' = (r_{Sy} + jx_{Sy1,2})/\mu_{y1,2}; \quad z_{Sв1,2}'' = (r_{Sв} + jx_{Sв1,2})/\mu_{в1,2}. \quad (1.27)$$

Сопротивления

$$z_{д1,2}'' = (z_{Sв1,2}''/k^2) - z_{Sy1,2}'' \quad (1.28)$$

можно рассматривать как условные дополнительные сопротивления, различные для обеих последовательностей, включенные в фазу В и зависящие от последовательности токов. Таким образом, случай пространственной асимметрии сводится к общему случаю электрической асимметрии.

Условные сопротивления цепи статора для прямой и обратной последовательности фаз У и В равны:

$$\begin{aligned} z_{Sy1,2}'' &= [r_{Sy} \pm x_{Sy} \operatorname{ctg} \theta \mp (x_{m\sigma y}/\sin \theta)] + j(x_{Sy} \mp r_{Sy} \operatorname{ctg} \theta) = \\ &= r_{Sy1,2}'' + jx_{Sy1,2}'', \quad z_{Sв1,2}'' = [r_{Sв} \mp x_{Sв} \operatorname{ctg} \theta \pm (x_{m\sigma в}/\sin \theta)] + \\ &+ j(x_{Sв} \pm r_{Sв} \operatorname{ctg} \theta) = r_{Sв1,2}'' + jx_{Sв1,2}', \end{aligned} \quad (1.29)$$

где x_{Sy} , $x_{Sв}$ — сопротивления рассеяния обмоток статора; $x_{m\sigma y}$, $x_{m\sigma в}$ — сопротивления взаимной индукции между обмотками статора по полям рассеяния.

Если в фазе В имеется конденсатор, то вместо $x_{Sв}$ будет $x_{Sв} - x_c$.

Полные токи фаз:

$$\begin{aligned} \dot{I}_y'' &= j \frac{\dot{I}_{y2}'' e^{-j\theta} - \dot{I}_{y1}'' e^{j\theta}}{\sin \theta} = I_{a.y} + jI_{p.y}, \\ \dot{I}_в &= j \frac{\dot{I}_{y1}'' - \dot{I}_{y2}''}{k \sin \theta} = I_{a.в} + jI_{p.в}. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Электромагнитный момент в «синхронных ваттах»

$$P_s = 2I_{y1}'' r_{Ry1}' - 2I_{y2}'' r_{Ry2}'. \quad (1.31)$$

Электромагнитный вращающий момент рассчитывается по (1.13).

Обобщенный метод симметричных составляющих может быть распространен и на машины с магнитной асимметрией, например с экранированными полюсами, которые рассматриваются как искусственно симметричные.

Таким образом, удается построить единую теорию машин с любым видом асимметрии и получить удобные для расчета характеристик машины выражения, анализ которых облегчается наличием во всех случаях коэффициентов, зависящих от вида и степени асимметрии.

§ 1.3 Схемы замещения двухфазных асинхронных машин с электрической и пространственной асимметрией

При расчете электромеханических характеристик ИД и исследовании зависимостей их выходных характеристик от параметров путем математического моделирования применяются отдельные и совмещенные схемы замещения прямой и обратной последовательностей

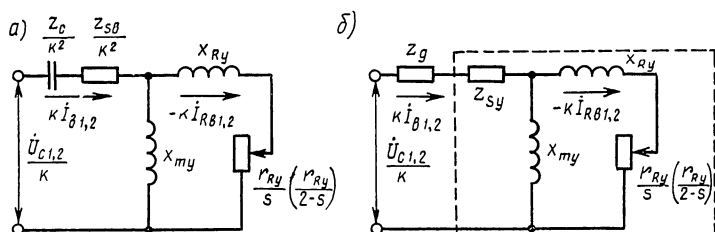


Рис. 1.6. Т-образные схемы замещения фазы В (параметры приведены к обмоточным данным фазы У)

(см. рис. 1.4—1.11). Некоторые схемы преобразованы из уже известных (рис. 1.6, 1.7). На рис. 1.10 и 1.11 показаны совмещенные схемы замещения, а на рис. 1.5 схемы для машин с пространственной асимметрией.

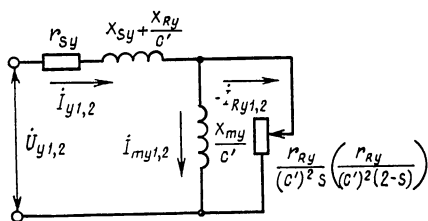


Рис. 1.7. Преобразованная Т-образная схема замещения прямой и обратной последовательности фазы У (перенесен намагничивающий контур)

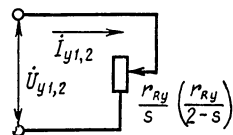


Рис. 1.8. Схемы замещения прямой и обратной последовательностей идеального ИД

Во всех схемах замещения параметры сосредоточенные и их значение принимается неизменным для всех режимов работы. Эти допущения достаточно корректны для практических расчетов в ненасыщенных микромашинах. Исключение составляют лишь сопро-

тивление ротора для машин со сплошным или полым ферромагнитным ротором, где необходимо учитывать изменение этих сопротивлений от частоты вращения (скольжения), связанное с изменением распределения вихревых токов.

На рис. 1.4 показаны Т-образные схемы замещения двухфазной машины с электрической асимметрией прямой и обратной последовательности для фаз статора У и В. Схема фазы У содержит шесть параметров:

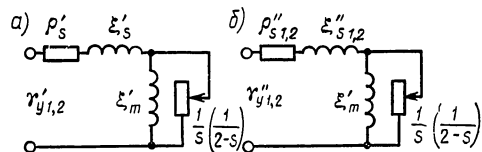


Рис. 1.9. Преобразованная схема замещения прямой и обратной последовательностей симметричной двухфазной машины при асимметриях:

а — электрической; б — пространственной и электрической

а фазы В — семь: r_{sy} , x_{sy} , x_{my} , r_{my} , r_{ry} , x_{ry} , а фазы В — семь: r_{sb} , x_{sb} , x_{mb} , r_{mb} , r_{rb} , x_{rb} и z_c (фазосмещающий элемент). Сопротивления приведены соответственно к обмоточным данным каждой из фаз. На рис. 1.6, а Т-образная схема замещения фазы В приведена к обмоточным данным

фазы У, на рис. 1.6, б выделена пунктиром часть схемы замещения, соответствующая этой фазе. Сопротивление r_{my} принимается равным нулю, а потери в стали от полей прямой и обратной последовательностей учитываются добавочным током, который рассчитывается для каждой последовательности отдельно. В ряде случаев сопротивления фазы В практически могут быть выражены через сопротивления фазы У и квадрат коэффициента трансформации: $z_{sb} = k^2 z_{sy}$, $z_{mb} = k^2 z_{my}$, $x_{rb} = k^2 x_{ry}$, $r_{rb} = k^2 r_{ry}$. Иногда эти равенства

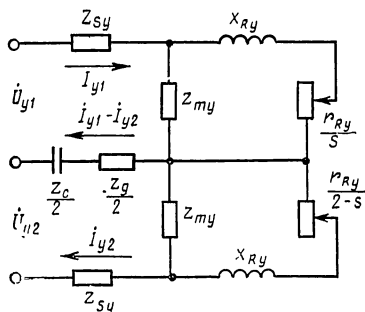


Рис. 1.10. Совмещенная схема замещения прямой и обратной последовательностей двухфазной машины

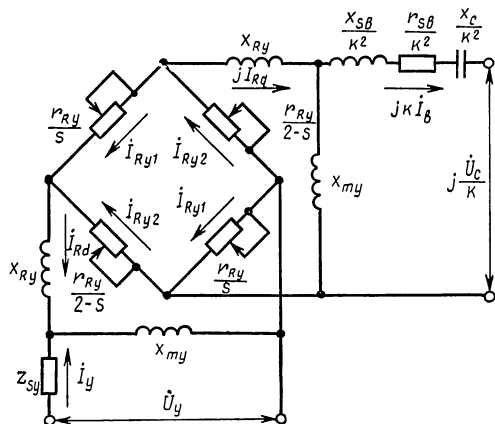


Рис. 1.11. Совмещенная мостиковая схема замещения двухфазной машины

справедливы только для цепи разветвления, а сопротивления обмотки статора $z_{sb} \neq k^2 z_{sy}$.

Для расчета характеристик ИД предлагается использовать искусственное симметрирование схемы замещения. В качестве симметричной удобно применять схему замещения фазы управления. Тогда, как видно из рис. 1.6, в цепи статора фазы В появляется дополнительное сопротивление: для случая электрической несимметрии (рис. 1.6, б) оно не зависит от режима работы, одинаково для прямой и обратной последовательностей и в общем случае равно:

$$z_d = (z_{sb}/k^2) - z_{sy} + z_c/k^2; \quad (1.32)$$

здесь z_c — сопротивление фазосдвигающего элемента; $k = \omega_{sb} k_{0.в} / (\omega_{sy} k_{0.у})$.

Для случая пространственной и электрической несимметрии добавочное сопротивление $z_{d1,2}$ определяется по (1.28) и отличается по величине для прямой и обратной последовательностей. Симметрирование схем замещения позволяет рассчитывать электромеханические характеристики и для симметричной машины при несимметричной системе питающих напряжений. В свою очередь степень несимметрии расчетных напряжений зависит от вида и степени асимметрии машин. Расчет заметно упрощается, если в симметрированной схеме замещения перенести намагничивающий контур за индуктивное сопротивление рассеяния ротора (рис. 1.7). Коэффициент преобразования схемы замещения

$$c' = 1 + x_{Ry}/x_{my}. \quad (1.33)$$

Сопротивления рассеяния обмотки статора и ротора при этом объединяются. При электрической асимметрии: $x'_{sy} = x_{sy} + x_{Ry}/c'$; при пространственной и электрической асимметрии:

$$x_{sy1,2} = x_{sy1,2} + x_{Ry}/c'.$$

Роль параметров схемы замещения в преобразовании энергии различна. В идеализированной машине (рис. 1.8) передача энергии на ротор происходит без потерь; т. е. $r_{sy} = 0$; $x_{sy} = 0$; $x_{Ry} = 0$; $r_{my} = 0$; $x_{my} = \infty$. Вся энергия передается от статора к ротору. Дальнейшее преобразование схемы замещения ИД связано с введением относительных параметров. За базовое принимаем активное сопротивление ротора r_{Ry} , приведенное к обмоточным данным фазы управления, т. е. сопротивление идеальной машины при неподвижном роторе (режим пуска).

На рис. 1.9, а дана схема замещения симметрированного двухфазного ИД с электрической асимметрией с использованием относительных параметров (намагничивающий контур в этой схеме перенесен за сопротивление рассеяния ротора). Она содержит три относительных параметра:

$$\begin{aligned}\xi'_m &= x'_{my}/r'_{Ry} = c'\xi_m; \quad \rho'_s = r_{sy}/r'_{Ry} = (c')^2 \rho_{sy}; \\ \xi'_s &= x'_{sy}/r'_{Ry} = x_{sy}/r'_{Ry} + x_{Ry}/c'r'_{Ry} = (c')^2 \xi_s + c'\xi_R,\end{aligned}\quad (1.34)$$

где $\xi_R = x_{Ry}/r_{Ry}$; $r'_{Ry} = r_{Ry}/(c')^2$; $c' = 1 + \xi_R/\xi_m$.

Для математического моделирования двухфазных асимметричных машин используется расчетный стол переменного тока, представляющий собой стенд, выполненный на основе совмещенной схемы замещения прямой и обратной последовательностей (рис. 1.10), включающий регулируемые активные и индуктивные сопротивления и измерительные приборы.

Ее недостатком является то, что рассматриваются не реальные напряжения и токи, а их симметричные составляющие. Этого недостатка лишена совмещенная мостиковая схема замещения (рис. 1.11), позволяющая установить связь токов и мощностей фаз с их симметричными составляющими при изменении параметров схемы замещения, что очень важно при исследовании характеристик и свойств машины.

В однофазном режиме ток $I_B = 0$ и мостиковая схема замещения сводится к общеизвестной схеме однофазной асинхронной машины, а при круговом поле ($I_{y2} = 0$) она распадается на две схемы для фаз У и В.

В схеме замещения, изображенной на рис. 1.11, плечи мостика представляют собой сопротивление идеальной машины для прямой и обратной последовательностей, а токи ротора по осям фаз У и В: $I_d = I_{Ry1} + I_{Ry2}$ и $I_q = j(I_{Ry1} - I_{Ry2})$ приведены к обмоточным данным фазы У. Таким образом, хорошо видна связь методов симметричных составляющих и двух реакций.

Для машин с ферромагнитным ротором можно использовать как отдельные, так и совмещенные схемы замещений; но цепь ротора должна быть заменена в соответствии с рис. 3.7, а для сплошного или полового ферромагнитного ротора без покрытия и с рис. 3.7, б — для тех же роторов, но с немагнитным покрытием. В схемах замещения r_{cy} , x_{cy} — активное и индуктивное сопротивления ферромагнитного ротора при $s=1$, приведенные к обмоточным данным фазы статора, а r_{RMy} , x_{RMy} — активное и индуктивное сопротивления немагнитного покрытия.

§ 1.4 Основные уравнения исполнительных двигателей при питании от источника напряжения и различных способах управления

В соответствии с принятой классификацией ИД (см. рис. В.1) прежде всего следует получить и исследовать уравнения для ИД, работающих от источника напряжения. Наибольшее распространение получили двухфазные ИД, применительно к которым и делаются все выводы. Двигатели могут быть включены в двухфазную сеть и в однофазную — конденсаторные ИД. Если оси фаз смещены в

пространстве на угол $\theta = \pi/2$ эл. град, то в зависимости от того, изменится ли значение или фаза напряжения управления или одновременно и то и другое, можно получить три способа управления: *амплитудный* ($U_y = \text{var}$), *фазовый* ($\beta = \text{var}$) или *амплитудно-фазовый*.

Введем понятие «коэффициент сигнала»:

$$\alpha = U_y / U_{\text{в}}. \quad (1.35)$$

Так как характер поля в машине и степень его эллиптичности зависят от соотношения напряжений, приведенных к обмоточным данным одной из фаз, то целесообразно ввести также и эффективный коэффициент сигнала

$$\alpha_e = U_y / (U_{\text{в}} / k) = k\alpha, \quad (1.36)$$

где $k = \omega_{\text{св}} k_{0, \text{в}} / (\omega_{\text{св}} k_{0, \text{у}})$ — отношение эффективных чисел витков обмоток статора.

При питании от однофазной сети сдвиг напряжений по фазе во времени создается фазосдвигающим элементом — конденсатором. Наибольшее распространение получила схема с конденсатором в цепи возбуждения при амплитудном управлении ($U_y = \text{var}$). В процессе работы конденсаторного ИД меняется не только соотношение между напряжениями на обмотках, но и угол их сдвига β . Это объясняется тем, что из-за изменения сопротивления фазы при переменной частоте вращения неизменное напряжение сети ($U_c = \text{const}$) перераспределяется между обмоткой и конденсатором: $U_c = U_{\text{в}} + U_k$. Для конденсаторного ИД

$$\alpha = U_y / U_c; \quad \alpha_e = U_y / (U_c / k) = k\alpha. \quad (1.37)$$

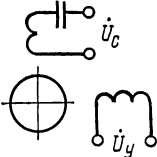
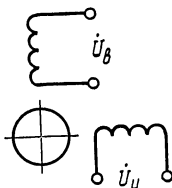
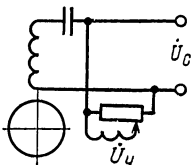
В двухфазных ИД с пространственным управлением часто $\alpha_e = 1$; $\beta = \pi/2$ и изменяется угол сдвига между осями обмоток статора $\theta = \text{var}$.

Основные уравнения ИД для токов, механической и регулировочной характеристик, полезной мощности, энергетических показателей могут быть получены методом симметричных составляющих (см. § 1.2) с использованием схем замещения (см. § 1.3).

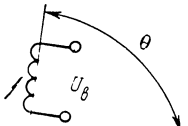
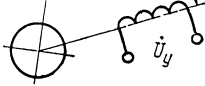
В табл. 1.1 приведены формулы для определения симметричных составляющих токов и электромагнитной мощности, полученные для наиболее распространенных схем включения и способов управления ИД с помощью метода симметричных составляющих. Для машин с пространственной асимметрией использовался обобщенный метод симметричных составляющих (метод двух режимов).

При любом случае асимметрии машина, работающая в двигательном режиме, сводится к двум симметричным машинам, имеющим круговые вращающиеся поля, причем одна из них работает в режиме двигателя со скольжением s , а другая — в режиме тормоза со скольжением $2-s$. Это позволяет использовать выражения для токов, мощностей и моментов симметричной машины соответственно для скольжений s и $2-s$.

Таблица 1.1. Токи прямой и обратной последовательностей и электромаг

№	Схема включения	Управление	Соотношение напряжений
1		Амплитудно-фазовое, $\alpha_e = \text{var}, \beta = \text{var}$	$\dot{U}_y = \frac{\alpha_e}{k} \dot{U}_B e^{-j\beta}$
2		Амплитудно-фазовое, $\alpha_e = \text{var}, \beta = \text{var}$	$\dot{U}_y = \frac{\alpha_e}{k} \dot{U}_B e^{-j\beta}$
3		Амплитудное, $\alpha_e = \text{var}$	$\dot{U}_y = -j \frac{\dot{U}_B}{k} \alpha_e$ $\beta = \pi/2$
4		Фазовое, $\beta = \text{var}$	$\dot{U}_y = \frac{\dot{U}_B}{k} e^{-j\beta}$
5		Амплитудное, $\alpha_e = \text{var}$	$\dot{U}_y = \frac{\alpha_e}{k} \dot{U}_C$

Ток прямой последовательности	Ток обратной последовательности	Электромагнитный момент в «синхронных ваттах»
$\frac{\dot{U}_y z_{B2} - j k \dot{U}_c z_{y2}}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}$	$\frac{\dot{U}_y z_{B1} + j k \dot{U}_c z_{y1}}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}$	$2I_{y1}^2 r'_{Ry1} - 2I_{y2}^2 r'_{Ry2}$
$\frac{\dot{U}_B}{2k z_{y1}} (\alpha_e e^{-j\beta} - j)$	$\frac{\dot{U}_B}{2k z_{y2}} (\alpha_e e^{-j\beta} + j)$	$\frac{\dot{U}_B}{2k^2} \left[\frac{(1 + 2\alpha_e \sin \beta + \alpha_e^2) r'_{Ry1}}{ z_{y1} ^2} - \frac{(1 - 2\alpha_e \sin \beta + \alpha_e^2) r'_{Ry2}}{ z_{y2} ^2} \right]$
$-j \frac{\dot{U}_B}{2k z_{y1}} (1 + \alpha_e)$	$j \frac{\dot{U}_B}{2k z_{y2}} (1 - \alpha_e)$	$\frac{\dot{U}_B^2}{2k^2} \left[\frac{(1 + \alpha_e)^2 r_{Ry1}}{ z_{y1} ^2} - \frac{(1 - \alpha_e)^2 r_{Ry2}}{ z_{y2} ^2} \right]$
$\frac{\dot{U}_B}{2k z_{y1}} (e^{-j\beta} - j)$	$\frac{\dot{U}_B}{2k z_{y2}} (e^{-j\beta} + j)$	$\frac{\dot{U}_B^2}{k^2} \left[\frac{(1 + \sin \beta) r'_{Ry1}}{ z_{y1} ^2} - \frac{(1 - \sin \beta) r'_{Ry2}}{ z_{y2} ^2} \right]$
$\frac{\dot{U}_c}{k} \frac{(\alpha_e z_{B2} - j k z_{y2})}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}$	$\frac{\dot{U}_c}{k} \frac{(\alpha_e z_{B1} + j k z_{y2})}{z_{y1} z_{B2} + z_{y2} z_{B1}}$	$2I_{y1}^2 r'_{Ry1} - 2I_{y2}^2 r'_{Ry2}$

№	Схема включения	Управление	Соотношение напряжений
6		Пространственное, $\theta = \text{var}$	$\dot{U}_y = -j \frac{\dot{U}_B}{k},$ $\beta = \pi/2, \alpha_e = k$
7		Комбинированное, $\alpha_e = \text{var}, \beta = \text{var}, \theta = \text{var}$ (общий вид)	$\dot{U}_y = \alpha_e \frac{\dot{U}_B}{k} e^{-j\beta}$

Примечание. Для случая, когда оси обмоток смещены в пространстве на угол

Для удобства параметрического исследования характеристик двигателя при питании от двухфазной сети целесообразно уменьшить число относительных параметров до трех: ξ_m, ρ_s, ξ_s , а в конденсаторных ИД — до четырех, так как добавляется фазосмещающий элемент ξ_c . Двигатели типа «беличья клетка» и с полым немагнитным ротором анализируются с помощью одной и той же схемы замещения (см. рис. 1.7) с той разницей, что при роторе типа «беличья клетка» вводятся эквивалентные относительные сопротивления:

$$\xi'_m = c' \xi_m, \quad \xi'_s = (c')^2 \xi_s + c' \xi_R, \quad \rho'_s = (c')^2 \rho_s. \quad (1.38)$$

Для полого немагнитного ротора $\xi_R = 0, c' = 1$. В дальнейших формулах для упрощения будем пользоваться параметрами ξ_m, ξ_s, ρ_s без штриха, имея в виду, что для «беличьей клетки» вместо них следует подставлять эквивалентные величины.

Удобно ввести обобщенный параметр — *критическое скольжение симметричной машины*, представляющее собой сочетание исходных относительных параметров схемы замещения:

$$s_k = \frac{1}{\xi_m \gamma_s} \sqrt{\rho_s^2 + (\xi_m + \xi_s)^2}, \quad (1.39)$$

где $\gamma_s = \sqrt{\rho_s^2 + \xi_s^2}$ — полное сопротивление обмотки управления, о. е.

Ток прямой последовательности	Ток обратной последовательности	Электромагнитный момент в „синхронных ваттах“
$-\frac{\dot{U}_R}{k} \times \frac{(jz''_{R2} e^{-j\theta} + k^2 z''_{Y2})}{z''_{Y1} z''_{B2} e^{-j\theta} - z''_{B1} z''_{Y2} e^{j\theta}}$	$\frac{\dot{U}_R}{k} \times \frac{(k^2 z''_{Y1} + jz''_{B1} e^{j\theta})}{z''_{Y1} z''_{B2} e^{-j\theta} - z''_{B1} z''_{Y2} e^{j\theta}}$	$2(I''_{Y1})^2 r'_{R Y1} - 2(I''_{Y2})^2 r'_{R Y2}$
$\frac{\dot{U}_Y}{z''_{Y1}} \times \frac{z''_{R2} e^{-j\theta} - k \dot{U}_R z''_{Y2}}{z''_{B2} e^{-j\theta} - z''_{B1} z''_{Y2} e^{j\theta}}$	$\frac{k \dot{U}_R z''_{Y1} - \dot{U}_Y z''_{B1} e^{j\theta}}{z''_{Y1} z''_{B2} e^{-j\theta} - z''_{B1} z''_{Y2} e^{j\theta}}$	$2(I''_{Y1})^2 r'_{R Y1} - 2(I''_{Y2})^2 r'_{R Y2}$

$\theta = \text{var}(\theta \neq \pi/2)$, даны формулы «эффективных токов» прямой и обратной последовательностей.

Для всех случаев, когда полные сопротивления фаз машины, приведенные к обмоточным данным одной из обмоток статора (обычно У), не равны между собой, используется симметрирование схем замещения и вводится система расчетных напряжений.

Для удобства расчета все выражения приводятся к бескомплексному виду.

Уравнения исполнительных двигателей при питании от двухфазной сети и амплитудном управлении. При питании двигателя от двухфазной сети и амплитудном управлении согласно табл. 1.1 токи прямой и обратной последовательностей фазы управления равны:

$$\begin{aligned}
 \dot{I}_{Y1} &= -j \frac{\dot{U}_R}{2kz_{Y1}} (1 + \alpha_e) = \frac{\dot{U}_Y (r_{Y1} - jx_{Y1}) (1 + \alpha_e)}{2\alpha_e (r_{Y1}^2 + x_{Y1}^2)} = \\
 &= \frac{\dot{U}_Y (1 + \alpha_e) r_{Y1}}{2\alpha_e (r_{Y1}^2 + x_{Y1}^2)} - \frac{j\dot{U}_Y (1 + \alpha_e) x_{Y1}}{2\alpha_e (r_{Y1}^2 + x_{Y1}^2)} = I_{a.Y1} + jI_{p.Y1}; \\
 \dot{I}_{Y2} &= \frac{j\dot{U}_R (1 - \alpha_e)}{2kz_{Y2}} = -\frac{\dot{U}_Y (1 - \alpha_e) (r_{Y2} - jx_{Y2})}{2\alpha_e (r_{Y2}^2 + x_{Y2}^2)} = \\
 &= -\frac{\dot{U}_Y (1 - \alpha_e) r_{Y2}}{2\alpha_e (r_{Y2}^2 + x_{Y2}^2)} + \frac{j\dot{U}_Y (1 - \alpha_e) x_{Y2}}{2\alpha_e (r_{Y2}^2 + x_{Y2}^2)} = I_{a.Y2} + jI_{p.Y2}.
 \end{aligned} \tag{1.40}$$

На рис. 1.12 построена векторная диаграмма напряжений и токов при амплитудном управлении. Здесь активные и реактивные

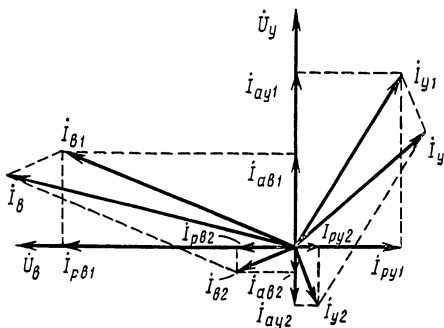


Рис. 1.12. Векторная диаграмма токов и напряжений при амплитудном управлении

составляющие токов прямой и обратной последовательностей рассматриваются по отношению к напряжению U_y , направленному по оси действительных чисел.

Выразим активные и реактивные составляющие тока управления через относительные параметры схемы замещения фазы. Если принять за единицу приведенное активное сопротивление ротора r_{Ry} , то относительные активное и реактивное сопротивления фазы управ-

ления прямой и обратной последовательностей:

$$\rho_{y1} = \rho_s + \rho'_{Ry1} = \rho_s + s\xi_m^2/(1 + \xi_m^2 s^2),$$

$$\xi_{y1} = \xi_s + \xi'_{Ry1} = \xi_s + \xi_m/(1 + \xi_m^2 s^2); \quad (1.41)$$

$$\rho^2 = \rho_s + \rho'_{Ry2} = \rho_s + (2-s)\xi_m^2/[1 + \xi_m^2(2-s)^2],$$

$$\xi_{y2} = \xi_s + \xi'_{Ry2} = \xi_s + \xi_m/[1 + \xi_m^2(2-s)^2]. \quad (1.42)$$

Если за единицу тока принять ток идеального двигателя при неподвижном роторе и круговом поле $I_{y10} = U_b/(k^2 r_{Ry})$, то можно оперировать относительными активными и реактивными составляющими токов прямой и обратной последовательностей $i_{a.y1}$, $i_{a.y2}$, $i_{p.y1}$, $i_{p.y2}$ и тока управления

$$i_{a.y} = i_{a.y1} + i_{a.y2}, \quad i_{p.y} = i_{p.y1} + i_{p.y2}. \quad (1.43)$$

Все машины, обладающие одинаковыми относительными параметрами при одном и том же эффективном коэффициенте сигнала, имеют одинаковые относительные токи. Таким образом, введение относительных параметров и токов делает расчет легким и более универсальным.

Формулы для расчета токов статора ИД (табл. 1.2) значительно упрощаются, если воспользоваться относительными параметрами схемы замещения, критическим скольжением s_k (1.39) и активной и реактивной составляющими токов симметричной машины i_{as} , i_{ps} , $i_{a(2-s)}$, $i_{p(2-s)}$ с теми же значениями относительных параметров:

$$i_{as} = \frac{\rho_s s^2 + s + \rho_s/\xi_m^2}{\gamma_s^2(s^2 + 2(\rho_s/\gamma_s^2)s + s_k^2)}, \quad i_{ps} = \frac{\xi_s s^2 + (\xi_s + \xi_m)/\xi_m^2}{\gamma_s^2(s^2 + (2\rho_s/\gamma_s^2)s + s_k^2)}. \quad (1.44)$$

Токи $i_{a(2-s)}$ и $i_{p(2-s)}$ определяются по тем же формулам с заменой скольжения s на $(2-s)$. Следует учитывать, что векторы токов I_{b1} и I_{b2} ориентированы по отношению к напряжению U_y (рис. 1.12). Поэтому составляющие $i_{a.b}$ и $i_{p.b}$ рассматриваются также по отно-

шению к этому напряжению. По отношению к напряжению U_B составляющая $i_{a.B}$ является реактивной, а $i_{p.B}$ — активной составляющей тока i_B .

В табл. 1.2 приведены формулы для расчета относительных и абсолютных значений токов статора фазы управления I_y и возбуждения I_B и относительных значений их активных и реактивных составляющих для прямой и обратной последовательностей.

Исследование зависимости токов i_{as} , i_{ps} , i_y симметричной машины от скольжения показало, что с ростом s от 0 до 2 активная составляющая увеличивается почти линейно, а реактивная изменяется мало.

Для ИД полезной мощностью от долей ватта до нескольких ватт соотношение относительных параметров таково, что $\rho s > \xi_m [\xi s + (\xi_m/2)]$, в этом случае даже при круговом поле ток статора при холостом ходе больше, чем при коротком замыкании. При эллиптическом поле диапазон мощностей машин, в которых получается такое соотношение токов, расширяется.

В табл. 1.3 приведены формулы для расчета мощностей, вращающего момента и потерь. Как и для токов, введено выражение относительного момента (относительной электромагнитной мощности) симметричной машины:

$$f_s = \left(s_k + \frac{1}{s_k} + 2 \frac{\rho_s}{\gamma_s^2 s_k} \right) / \left(\frac{s_k}{s} + \frac{s}{s_k} + \frac{2\rho_s}{\gamma_s^2 s_k} \right), \quad (1.45)$$

которое представляет собой момент прямой последовательности в относительных единицах при круговом поле. Для нахождения момента обратной последовательности в (1.45) вместо s надо подставить $2-s$.

В качестве базовой при выводе (1.45) принята электромагнитная мощность при неподвижном роторе и круговом поле:

$$P_{э.к0} = \frac{2U_B^2}{k^2 r_{Ry}} \frac{1}{\gamma_s^2 (1 + s_k^2) + 2\rho_s}; \quad (1.46)$$

здесь $2U_B/(k^2 r_{Ry}) = P_{э.к0i}$ — электромагнитная мощность при пуске идеального ИД.

За единицу момента принимается начальный пусковой момент при круговом поле: $M_{к0} = 30P_{э.к0}/(\pi n_c)$.

При сдвиге питающих напряжений схемой и амплитудном управлении механическая характеристика, о. е.:

$$p_s = m = \left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 f_s - \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2 f_{2-s}. \quad (1.47)$$

Коэффициенты при f_s и f_{2-s} зависят от эффективного коэффициента сигнала и характеризуют степень эллиптичности поля (при $\alpha_e = 1$; $m = f_s$).

Таблица 1.2. Расчет токов в обмотках статора ИД в относительных единицах и амперах

Рассчитываемые параметры	При сдвиге питающих напряжений схемой		При однофазном питании и включении конденсатора в обмотку возбуждения
	амплитудное управление	амплитудно-фазовое управление	
Прямая последовательность: активная составляющая тока управления (реактивная составляющая тока возбуждения)	$i_{a,y1} = i_{p,y1}$	$\frac{1}{2} \{(\alpha_e + \sin \beta) i_{a,s} - \cos \beta i_{p,s}\}$	$\frac{\alpha_e}{2} \{(1 + \alpha_{e,s} \sin \beta_s) i_{a,s} - \alpha_{e,s} \cos \beta_s i_{p,s}\}$
	$i_{p,y1} = -i_{a,y1}$	$-\frac{1}{2} \{(\alpha_e + \sin \beta) i_{p,s} + \cos \beta i_{a,s}\}$	$-\frac{\alpha_e}{2} \{(1 + \alpha_{e,s} \sin \beta_s) i_{p,s} + \alpha_{e,s} \cos \beta_s i_{a,s}\}$
Обратная последовательность: активная составляющая тока управления (реактивная составляющая тока возбуждения)	$i_{a,y2} = -i_{p,y2}$	$-\frac{1}{2} \{(\alpha_e - \sin \beta) i_{a(2-s)} + \cos \beta i_{p(2-s)}\}$	$\frac{\alpha_e}{2} \{(1 - \alpha_{e,s} \sin \beta_s) i_{a(2-s)} + \alpha_{e,s} \cos \beta_s i_{p(2-s)}\}$
	$i_{p,y2} = i_{a,y2}$	$-\frac{1}{2} \{(\alpha_e - \sin \beta) i_{p(2-s)} - \cos \beta i_{a(2-s)}\}$	$-\frac{\alpha_e}{2} \{(1 - \alpha_{e,s} \sin \beta_s) i_{p(2-s)} - \alpha_{e,s} \cos \beta_s i_{a(2-s)}\}$

Ток прямой последовательности	$i_{y1}=i_{a1}$	$i_{a.y1} + ji_{p.y1}; \quad i_{a.b1} + ji_{p.b1} = -i_{p.y1} + ji_{a.y1};$ $i_{y1} = i_{a1} = \sqrt{\frac{i_{a.y1}^2 + i_{p.y1}^2}{}}$
Ток обратной последовательности	$i_{y2}=i_{a2}$	$i_{a.y2} + ji_{p.y2}; \quad i_{a.b2} + ji_{p.b2} = i_{p.y2} - ji_{a.y2};$ $i_{y2} = i_{a2} = \sqrt{\frac{i_{a.y2}^2 + i_{p.y2}^2}{}}$
Ток управления	i_y	$(i_{a.y1} + i_{a.y2}) + j(i_{p.y1} + i_{p.y2}) = i_{a.y} + ji_{p.y};$ $i_y = \sqrt{i_{a.y}^2 + i_{p.y}^2}$
Ток возбуждения	i_b	$(i_{a.b1} + i_{a.b2}) + j(i_{p.b1} + i_{p.b2}) = i_{a.b} + ji_{p.b};$ $i_b = \sqrt{i_{a.b}^2 + i_{p.b}^2}$
Ток управления, А	I_y	$\frac{U_b}{k r_{Ry}} i_y$ $\frac{U_c}{k r_{Ry}} i_y$
Ток возбуждения, А	I_b	$\frac{U_b}{k^2 r_{Ry}} i_b$ $\frac{U_c}{k^2 r_{Ry}} i_b$

Т а б л и ц а 1.3. Расчет мощностей, вращающего момента и потерь

Рассчитываемые параметры	При сдвиге питающих напряжений сети	
	Амплитудное управление	Амплитудно-фазовое управление
Электромагнитная мощность при пуске при круговом поле, Вт	$P_{\text{э.ко}} = \frac{2U_{\text{в}}}{k^2 r_{\text{Рy}}} \frac{1}{\gamma_{\text{S}}^2 (1 + s_{\text{к}}^2) + 2\rho_{\text{S}}};$ в конденсаторном ИД $U_{\text{в}} = U_{\text{с}} \alpha_{\text{ео}}$	
Электромагнитная мощность, Вт	$P_{\text{э}} = P_{\text{э.ко}} \left[\left(\frac{1 + \alpha_{\text{е}}}{2} \right)^2 f_{\text{S}} - \left(\frac{1 - \alpha_{\text{е}}}{2} \right)^2 f_{2-\text{S}} \right]$	$P_{\text{э}} = P_{\text{э.ко}} \left[\frac{1 + 2\alpha_{\text{э}} \sin \beta + \alpha_{\text{е}}^2}{4} f_{\text{S}} - \frac{1 - 2\alpha_{\text{е}} \sin \beta + \alpha_{\text{е}}^2}{4} f_{2-\text{S}} \right];$ в конденсаторном ИД $\alpha_{\text{е}} = \alpha_{\text{ес}}; \beta = \beta_{\text{с}}$
Электромагнитный момент, Н·м	$M_{\text{э}} = \frac{30 \cdot P_{\text{э}}}{\pi n_{\text{с}}}$	
Полная механическая мощность, Вт	$P'_{\text{R}} = P_{\text{э}} (1 - s)$	
Полезная механическая мощность, Вт	$P_{\text{R}} = P'_{\text{R}} - P_{\text{мех}} - P_{\text{д}}, \text{ где } P_{\text{мех}} \text{ и } P_{\text{д}} \text{ — потери механические и добавочные}$	
Полезный момент, Н·м	$M = \frac{30 P_{\text{R}}}{n_{\text{с}} (1 - s)}$	
Электрические потери в обмотке статора, Вт	$P_{\text{мс}} = I_{\text{Sy}}^2 r_{\text{Sy}} + I_{\text{Sв}}^2 r_{\text{Sв}}, \text{ где } I_{\text{Sy}} \text{ и } I_{\text{Sв}} \text{ — токи фаз с учетом потерь в стали по (7.67) ... (7.70)}$	
Электрические потери в роторе, Вт	$P_{\text{мR}} = 2r_{\text{Ry}} [I_{\text{y1}}^2 \rho'_{\text{Ry1}} \cdot s + I_{\text{y2}}^2 \rho'_{\text{Ry2}} (2 - s)]$	
Подводимая мощность, Вт	$P_{\text{S}} = P'_{\text{R}} + P_{\text{мс}} + P_{\text{мR}} + P_{\text{к}} + P_{\text{с1}} + P_{\text{с2}}, P_{\text{с1}} \text{ и } P_{\text{с2}} \text{ по (7.52) ... (7.61), } P_{\text{к}} \text{ (только для конденсаторного ИД) — потери в конденсаторе}$	

Электромагнитная мощность и пусковой момент, о. е., равны эффективному коэффициенту сигнала:

$$p_k = m_k = \alpha_e. \quad (1.48)$$

Полная механическая мощность при эллиптическом поле, о. е.,

$$p'_R = P'_R / P_{с.к0} = m\nu = m(1-s), \quad (1.49)$$

при круговом поле

$$p'_{R0} = f_s(1-s) = \frac{s_k + (1/s_k) + 2\rho_s/(\gamma_s^2 s_k)}{(s_k/s) + (s/s_k) + 2\rho_s/(\gamma_s^2 s_k)} (1-s). \quad (1.50)$$

За номинальную мощность ИД принимается максимальная мощность. Из условия $dp'_{R0}/ds=0$ можно найти номинальное скольжение при круговом поле:

$$s_n = (-k_1 + \sqrt{k_1^2 + k_1 k_2}) / k_2, \quad (1.51)$$

где $k_1 = \gamma_s^2 s_k$; $k_2 = \gamma_s^2 + 2\rho_s$.

Кратность пускового момента при круговом поле

$$k_{m0} = M_{к0}/M_{н0} = 1/m_{н0} = (k_1 + 2\rho_s s_n + \gamma_s^2 s_n^2) / [s_n (k_1 + k_2)]. \quad (1.52)$$

Мощность управления и возбуждения, коэффициенты мощности, КПД и напряжения находятся по формулам табл. 1.4.

Уравнение ИД при питании от двухфазной сети и амплитудно-фазовом и фазовом управлении. Для случая амплитудно-фазового управления электрический сигнал меняется по величине и по фазе:

$\dot{U}_y = \alpha_e \frac{\dot{U}_B}{k} e^{-j\beta}$. Частным случаем является фазовое управление, когда $U_y = U_B/k$; $\alpha_e = 1$ и изменяется только фаза β напряжения $\dot{U}_y$ по отношению к $\dot{U}_B$ в диапазоне от 0 до $\pi/2$.

Используя формулы табл. 1.1 для токов прямой и обратной последовательностей и выполняя те же преобразования, что и для случая амплитудного управления, получаем формулы для расчета электромеханических характеристик (табл. 1.2—1.4).

Механическая характеристика, о. е.,

$$p_s = m = (1 + 2\alpha_e \sin \beta + \alpha_e^2) f_s / 4 - (1 - 2\alpha_e \sin \beta + \alpha_e^2) f_{2-s} / 4, \quad (1.53)$$

при фазовом управлении

$$p_s = m = (1 + \sin \beta) f_s / 2 - (1 - \sin \beta) f_{2-s} / 2. \quad (1.54)$$

Для амплитудно-фазового управления начальный пусковой момент

$$m_k = \alpha_e \sin \beta, \quad (1.55)$$

для фазового управления

$$m_k = \sin \beta. \quad (1.56)$$

Т а б л и ц а 1.4. Расчет мощностей управления и возбуждения, коэффициентов мощности, КПД и напряжений U_K и U'_B

Рассчитываемые параметры	Сдвиг питающих напряжений схемой		Конденсаторный ИД
	при амплитудном управлении	при амплитудно-фазовом управлении	
Мощность управления, Вт	$P_y = \frac{U_{\text{в}}^2}{k^2 r_{Ry}} \alpha_e i_{a.y}$		$\begin{aligned} P_y &= \\ &= \frac{U_{\text{с}}^2}{k^2 r_{Ry}} \alpha_e i_{a.y} \end{aligned}$
Коэффициент мощности фазы управления	$\cos \varphi_y = i_{a.y} / i_y$		
Коэффициент мощности фазы возбуждения	$\begin{aligned} \cos \varphi_{\text{в}} &= \sin \varphi_{\text{в.у}} = \\ &= i_{\text{р.в}} / i_{\text{в}} \end{aligned}$	$\begin{aligned} \cos \varphi_{\text{в}} &= \cos (\beta - \varphi_{\text{в.у}}); \\ &\text{для конденсаторного двигателя } \beta = \beta_{\text{с}}; \\ \varphi_{\text{в.у}} &= \arcsin i_{\text{р.в}} / i_{\text{в}} \end{aligned}$	
Мощность возбуждения, Вт	$P_{\text{в}} = \frac{U_{\text{в}}^2}{k^2 r_{Ry}} i_{\text{в}} \cos \varphi_{\text{в}} = U_{\text{в}} I_{\text{в}} \cos \varphi_{\text{в}}$		$\begin{aligned} P_{\text{в}} &= \frac{U_{\text{с}}^2}{k^2 r_{Ry}} \times \\ &\times i_{\text{в}} \cos \varphi_{\text{в}} \end{aligned}$
Коэффициент полезного действия	$\eta = P_R / P_S, P_R \text{ и } P_S \text{ определяются по формулам табл. 1.3}$		
Напряжение на конденсаторе, В	—		$U_{\text{к}} = I_{\text{в}} x_{\text{с}}$
Напряжение на обмотке возбуждения, В	—		$U'_{\text{в}} = k \alpha_{\text{ес}} U_{\text{у}}$

Уравнения ИД с конденсатором в цепи возбуждения. Конденсаторный ИД работает чаще всего при включении по схеме (рис. В.3, б) с амплитудным управлением: $\dot{U}_y = \alpha \dot{U}_c$. Напряжение управления имеет ту же фазу, что и напряжение сети $\dot{U}_c$. Однако при $U_c = \text{const}$ и изменении частоты вращения двигателя напряжение на обмотке возбуждения меняется по величине и фазе из-за влияния конденсатора и изменения полного сопротивления фазы: $\dot{U}_B = \dot{U}_c - \dot{U}_K$.

Основные уравнения можно получить, если рассматривать двигатель при амплитудно-фазовом управлении и определить для каждого значения скольжения (частоты вращения) напряжение на обмотке возбуждения по величине и фазе. В качестве расчетной системы напряжений принимается система приведенного к обмотке управления напряжения возбуждения $\dot{U}_B / k = \alpha_{es} \dot{U}_y e^{j\beta_s}$ и напряжения

управления $\dot{U}_y$, направленного по действительной оси, эффективного расчетного коэффициента сигнала α_{es} и расчетного угла сдвига β_s .

Напряжения обмотки управления и сети, записанные через симметричные составляющие:

$$\begin{aligned}\dot{U}_y &= \dot{U}_{y1} + \dot{U}_{y2} = \dot{I}_{y1} z_{y1} + \dot{I}_{y2} z_{y2}; \\ \dot{U}_c &= \dot{I}_{B1} z_{B1} + \dot{I}_{B2} z_{B2} = j \frac{\dot{I}_{y1}}{k} (k^2 z_{y1} - j x_C) - \frac{\dot{I}_{y2}}{k} (k^2 z_{y2} - j x_C) = \\ &= \dot{U}_{y1} \left(jk + k \frac{x'_C}{z_{y1}} \right) - \dot{U}_{y2} \left(jk + \frac{k x'_C}{z_{y2}} \right) = \dot{U}_{y1} \dot{A} - \dot{U}_{y2} \dot{B}. \quad (1.57)\end{aligned}$$

Решив уравнения (1.57) совместно, найдем

$$\begin{aligned}\dot{U}_{y1} &= (\dot{U}_y \dot{B} + \dot{U}_c) / (\dot{A} + \dot{B}), \quad \dot{U}_{y2} = (\dot{U}_y \dot{A} - \dot{U}_c) / (\dot{A} + \dot{B}), \\ \dot{A} &= jk + k x'_C / Z_{y1} \quad \text{и} \quad \dot{B} = jk + k x'_C / Z_{y2}.\end{aligned}$$

После подстановки значений параметров в относительных единицах и некоторых преобразований коэффициенты $\dot{A}$ и $\dot{B}$ принимают

$$\dot{A} = k \xi_C i_{as} + jk(1 - \xi_C i_{ps}) = A' + jA'', \quad \dot{B} = k \xi_C i_{a(2-s)} + jk(1 - \xi_C i_{p(2-s)}) = B' + jB'',$$

где i_{as} , $i_{a(2-s)}$, i_{ps} , $i_{p(2-s)}$ — активные и реактивные составляющие токов для симметричной машины в относительных единицах; $\xi_C = x_C / (k^2 r_{Ry})$ — относительное емкостное сопротивление.

Напряжение на обмотке возбуждения, приведенное к обмотке управления: $\dot{U}_B / k = j\dot{U}_{y1} - j\dot{U}_{y2}$.

Отношение напряжений

$$\frac{\dot{U}_B}{k\dot{U}_y} = \frac{j\dot{U}_{y1} - j\dot{U}_{y2}}{\dot{U}_{y1} + \dot{U}_{y2}} = \frac{(A'' - B'') + j(B' - A' + 2/\alpha)}{(A' + B') + j(A'' + B'')} = \alpha_{es} e^{j\beta_s}. \quad (1.58)$$

Таким образом, эффективный расчетный коэффициент сигнала

$$\alpha_{es} = \sqrt{\frac{(i_{p(2-s)} - i_{ps})^2 + [i_{a(2-s)} - i_{as} + 2/(\alpha_e \xi_C)]^2}{(i_{a(2-s)} + i_{as})^2 + [2/\xi_C - (i_{p(2-s)} + i_{ps})]^2}}. \quad (1.59)$$

Фаза напряжения $\dot{U}_B$ по отношению к фазе напряжения $\dot{U}_y$, направленного по действительной оси,

$$\beta_s = \arctg \frac{i_{a(2-s)} - i_{as} + 2/\alpha_e \xi_C}{i_{p(2-s)} - i_{ps}} - \arctg \frac{2/\xi_C - (i_{p(2-s)} + i_{ps})}{i_{a(2-s)} + i_{as}}. \quad (1.60)$$

Для конденсаторного ИД с симметричными обмотками в общем случае

$$\alpha_{es} = \frac{1}{\alpha_e \xi_C \sqrt{i_{as}^2 + (1/\xi_C - i_{ps})^2}}, \quad \beta_s = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{1/\xi_C - i_{ps}}{i_{as}}. \quad (1.61)$$

Если конденсатор подобран из условия кругового поля при пуске, то

$$\alpha_{es} = 1/(\alpha_e \xi_{c0} i_{as}) = \alpha_{e0}/\alpha_e, \quad \beta_s = \pi/2. \quad (1.62)$$

Если в выражении для токов I_{y1} и I_{y2} (табл. 1.1) подставить напряжение $U_b = k U_y \alpha_{es} e^{j\beta_s} = \alpha_e \alpha_{es} U_{ce} e^{j\beta_s}$ и значения параметров схемы замещения, полагая, что $z_{b1} = k^2 z_{y1}$ и $z_{b2} = k^2 z_{y2}$, и сделать соответствующие преобразования, то получим формулы для расчета токов статора I_y и I_b и их составляющих (табл. 1.2).

Если принять за базовую единицу электромагнитную мощность при пуске и круговом поле $P_{a,ko}$ (1.46), а также заменить для конденсаторного ИД $U_b = U_{ce} \alpha_{e0}$ (этот режим получается при $\alpha_e = \alpha_{e0}$; $\xi_c = \xi_{c0}$; $\alpha_{es} = 1$; $\beta_s = \pi/2$), то в общем случае получим *уравнение механической характеристики*, о. е.,

$$p_s = m = \left(\frac{1 + 2\alpha_{es} \sin \beta_s + \alpha_{es}^2}{4} f_s - \frac{1 - 2\alpha_{es} \sin \beta_s + \alpha_{es}^2}{4} f_s \right) \left(\frac{\alpha_e}{\alpha_{e0}} \right)^2. \quad (1.63)$$

При

$$\xi_c = \xi_{c0}; \quad m_k = \alpha_e/\alpha_{e0} \quad (1.64)$$

начальный пусковой момент, о. е.,

$$p_k = m_k = \alpha_{es} \sin \beta_s (\alpha_e/\alpha_{e0})^2. \quad (1.65)$$

§ 1.5 Основные уравнения исполнительных двигателей при питании от источника тока и смешанном питании

В последнее время наряду с асимметричными ИД, работающими от источника напряжения, получили распространение ИД, работающие от источника тока или при смешанном питании: обмотка возбуждения — от источника напряжения, обмотка управления — от источника тока.

Уравнение для ИД при питании от источника тока. Управляющим сигналом обычно является ток управления (в общем случае значение и фаза). Токи в фазах связаны между собой уравнением

$$k I_b = \alpha_{e1} I_y e^{j\beta_I}, \quad (1.66)$$

где $\alpha_{e1} = \alpha_I/k$ — эффективный коэффициент сигнала, равный отношению токов фаз, приведенных к числу витков фазы управления; α_I — отношение токов; β_I — угол сдвига токов во времени.

Иногда при питании от источника тока изменяется в широких пределах и частота.

Основные уравнения ИД для токов, механической и регулировочной характеристик, полезной мощности, энергетических показателей могут быть получены с помощью метода симметричных со-

ставляющих (§ 1.2) с использованием схем замещения (рис. 1.13, а—в), изображенных для общего случая ротора типа «беличья клетка». Из векторной диаграммы токов фаз (рис. 1.14) следует:

$$I_y = I_{a,y}; \quad kI_{a,b} = kI_b \cos \beta_I = \alpha_{eI} I_y \cos \beta_I; \quad kI_{p,b} = kI_b \sin \beta_I = \alpha_{eI} I_y \sin \beta_I.$$

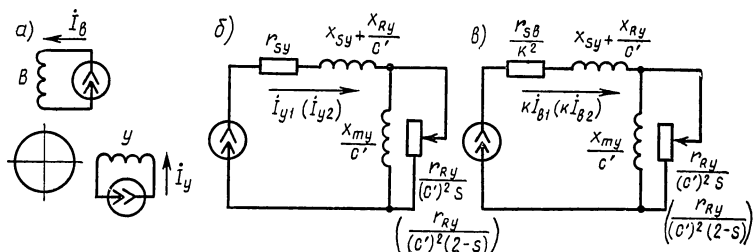


Рис. 1.13. Схемы включения и замещения при питании двигателя от источника тока

Раскладывая величины, как и в случае питания от источника напряжения, на симметричные составляющие, пропорциональные намагничивающим силам фаз: I_y и $kI_b = I_b \omega_{B \text{ об}} / (\omega y k_{o,y})$, получаем

$$I_{y1,2} = (I_y \mp j k I_b) / 2 = (I_y / 2) [(1 \pm \alpha_{eI} \sin \beta_I) \mp j \alpha_{eI} \cos \beta_I]. \quad (1.67)$$

Электромагнитный момент в «синхронных ваттах»

$$P_s = 2I_y^2 \left[\frac{1 + \alpha_{eI}^2 + 2\alpha_{eI} \sin \beta_I}{4} r'_{Ry1} - \frac{1 + \alpha_{eI}^2 - 2\alpha_{eI} \sin \beta_I}{4} r'_{Ry2} \right]. \quad (1.68)$$

Если подставить $r'_{Ry1} = s \xi_m^2 / (1 + \xi_m^2 s)$; $r'_{Ry2} = r_{Ry} (2-s) \xi_m^2 / [1 + \xi_m^2 (2-s)]$ и записать уравнение электромагнитного момента в относительных единицах, принимая за единицу $P_{э,к0} = 2I_y^2 r_{Ry} \xi_m^2 / (1 + \xi_m^2)$ — электромагнитный момент при пуске и круговом поле, то

$$p_s = m = \frac{1 + \alpha_{eI}^2 + 2\alpha_{eI} \sin \beta_I}{4} f_s - \frac{1 + \alpha_{eI}^2 - 2\alpha_{eI} \sin \beta_I}{4} f_{(2-s)}, \quad (1.69)$$

где $f_s = (1 + \xi_m^2) / (1/s + \xi_m^2 s)$; $f_{(2-s)} = (1 + \xi_m^2) / [1/(2-s) + \xi_m^2 (2-s)]$ — мощности (моменты) прямой и обратной последовательностей симметричной машины, о. е.

Для ИД с ротором типа «беличья клетка» вместо r_{Ry} подставляем $r_{Ry} / (c')^2$, вместо ξ_m подставляем $\xi_m' = \xi_m c'$. Коэффициенты при f_s и $f_{(2-s)}$ характеризуют степень эллиптичности поля. Для случая питания от источника тока они не зависят от частоты вращения машины.

Когда $\beta_I = \pi/2$, (1.69) принимает более простой вид:

$$p_s = m = \left(\frac{1 + \alpha_{eI}}{2} \right)^2 f_s - \left(\frac{1 - \alpha_{eI}}{2} \right)^2 f_{(2-s)}. \quad (1.70)$$

Потери в обмотке статора

$$P_{\text{мс}} = I_y^2 r_{sy} + I_{\text{вс}}^2 r_{\text{св}} = I_y^2 (r_{sy} + \alpha_{\text{еI}}^2 r_{\text{св}}). \quad (1.71)$$

Потери в роторе

$$P_{\text{мс}} = 2I_{y1}^2 r'_{Ry1} s + 2I_{y2}^2 r'_{Ry2} (2-s) = 2I_y^2 \left\{ \frac{(1 + \alpha_{\text{еI}}^2)}{4} \times \right. \\ \left. \times [r'_{Ry1} s + r'_{Ry2} (2-s)] + \frac{1}{2} \alpha_{\text{еI}} \sin \beta_I [r'_{Ry1} s - r'_{Ry2} (2-s)] \right\} =$$

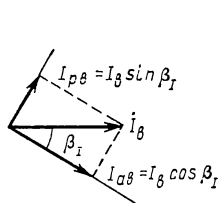


Рис. 1.14. Векторная диаграмма токов фаз

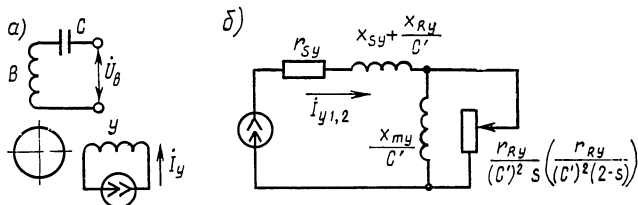


Рис. 1.15. Схемы включения и замещения при смешанном питании двигателя

$$= k^2 I_{\text{вс}}^2 r_{Ry} \left\{ \frac{1 + \alpha_{\text{еI}}^2}{4} \left[\frac{s^2 \xi_m^2}{1 + \xi_m^2 s} + \frac{(2-s)^2 \xi_m^2}{1 + \xi_m^2 (2-s)} \right] + \right. \\ \left. + \alpha_{\text{еI}} \sin \beta_I \left[\frac{s^2 \xi_m^2}{1 + \xi_m^2 s} - \frac{(2-s)^2 \xi_m^2}{1 + \xi_m^2 (2-s)} \right] \right\}. \quad (1.72)$$

Дальнейший расчет полной и полезной механической мощностей, потребляемой мощности и КПД ведется по формулам (1.14) — (1.17).

Уравнения для ИД при смешанном питании (от источника тока и источника напряжения). Случай, когда обмотка возбуждения ИД питается от источника напряжения, а обмотка управления — от источника тока (рис. 1.15), получил достаточное распространение. Это связано с большим сопротивлением усилителя, включенного в цепь обмотки управления.

При смешанном питании ИД степень эллиптичности поля в машине зависит от отношения токов фаз (токи приводятся к обмоточным данным одной из фаз) и угла сдвига между ними. Для расчета электромеханических характеристик выводятся уравнения на основе схемы замещения, например фазы У (рис. 1.15), и определяются эффективный коэффициент сигнала токов $\alpha_{\text{еIs}}$ и угол сдвига между ними во времени β_{Is} , зависящие от частоты вращения (скольжения s). Формулы для определения этих величин найдем, если решим совместно уравнения

$$\dot{I}_y = \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2}, \quad k\dot{I}_B = j(\dot{I}_{y1} - \dot{I}_{y2}) \text{ и } \dot{U}_B = j[(\dot{I}_{y1}/k)Z_{y1} - (\dot{I}_{y2}/k)Z_{y2}] \quad (1.73)$$

и определим сначала приведенный ток в обмотке возбуждения

$$k\dot{I}_B = \frac{2U_B/k}{z_{y1} + z_{y2}} + \frac{j\dot{I}_y(z_{y1} - z_{y2})}{z_{y1} + z_{y2}}. \quad (1.74)$$

Этот ток даже при $\dot{U}_B = \text{const}$ не будет постоянным и меняется при изменении скольжения.

Если разделить все члены выражения (1.74) на $\dot{I}_y$ и r_{Ry} , обозначить $U_B/(k\dot{I}_y r_{Ry}) = \alpha e^{j\beta}$, а также учесть что $z_{B1}/(k^2 r_{Ry}) = \rho_{y1} + j(\xi_{y1} - \xi_C)$; $z_{B2}/(k^2 r_{Ry}) = \rho_{y2} + j(\xi_{y2} - \xi_C)$, то $\alpha_{eIs} e^{j\beta Is} = k\dot{I}_B/\dot{I}_y =$

$$= \frac{2\alpha \cos \beta + j2\alpha \sin \beta + j\rho_{y1} - \xi_{y1} - j\rho_{y2} + \xi_{y2}}{-2j\xi_C + \rho_{y1} + \rho_{y2} + j(\xi_{y1} + \xi_{y2})}.$$

Отсюда эффективный расчетный коэффициент сигнала

$$\alpha_{eIs} = \sqrt{\frac{(\xi_{y2} - \xi_{y1} + 2\alpha \cos \beta)^2 + (\rho_{y1} - \rho_{y2} + 2\alpha \sin \beta)^2}{(\rho_{y1} + \rho_{y2})^2 + (\xi_{y1} + \xi_{y2} - 2\xi_C)^2}}. \quad (1.75)$$

Расчетный угол сдвига токов

$$\beta_{Is} = \arctg \frac{2\alpha \sin \beta + \rho_{y1} - \rho_{y2}}{2\alpha \cos \beta + \xi_{y2} - \xi_{y1}} - \arctg \frac{\xi_{y1} + \xi_{y2} - 2\xi_C}{\rho_{y1} + \rho_{y2}}. \quad (1.76)$$

В отличие от питания ИД от источника тока при смешанном возбуждении даже при $U_B = \text{const}$, $I_y = \text{const}$ расчетные коэффициенты сигнала α_{eIs} и фазы β_{Is} изменяются в процессе работы при изменении скольжения. Токи прямой и обратной последовательностей

$$\dot{I}_{y1,2} = \frac{\dot{I}_y}{2} [(1 \pm \alpha_{eIs} \sin \beta_{Is}) \mp j\alpha_{eIs} \cos \beta_{Is}]. \quad (1.77)$$

Для смешанного питания формула (1.77) отличается от (1.67) только тем, что в нее входят расчетные величины α_{eIs} и β_{Is} , зависящие от скольжения s .

Электромагнитная мощность, вращающий момент в относительных единицах, потери в обмотке статора и ротора определяются по формулам (1.69)—(1.72) при замене в них α_{eI} на α_{eIs} и β_I на β_{Is} . Дальнейший расчет ведется согласно (1.14)—(1.17).

§ 2.1 Анализ статических характеристик исполнительных двигателей при различных схемах включения и способах управления. Условия получения кругового вращающегося поля

К основным выходным характеристикам ИД относятся: *механическая* $m=f(v)$ при постоянном сигнале и *регулирующая* $v=f(\alpha)$ или $v=f(\theta)$ при постоянном вращающем моменте на валу. Кроме того, представляют интерес зависимости полезной мощности от частоты вращения $p_R=f(v)$ при постоянном сигнале и пускового момента от управляющего сигнала $m_K=f(\alpha)$. Фазные токи, потребляемые мощности, энергетические показатели и коэффициент использования при пуске исследуются в гл. 4. Анализ и сравнение характеристик при различных схемах включения и способах управления проводится в относительных единицах.

За базовые величины принимаются: для момента — *пусковой вращающий момент при круговом вращающемся поле в машине* — $M_{\text{к0}}$, для частоты вращения — *синхронная частота вращения* — n_c , для мощности — *электромагнитная мощность при пуске и круговом поле* — $P_{\text{э,к0}}$, для управляющего сигнала — *эффективный коэффициент сигнала при круговом поле* — $\alpha_{\text{е0}}$.

В общем случае ИД работают при эллиптическом поле, однако в режиме пуска поле часто делают круговым. Работа ИД при круговом поле представляет особый интерес, так как обеспечивает наилучшие энергетические показатели. Поэтому прежде всего выявим условия получения кругового поля при различных схемах включения ИД и способах управления.

Условия получения кругового поля. Самые общие условия получения кругового поля находятся для ИД при независимом включении обмоток и наличии пространственной и электрической несимметрии одновременно. При круговом поле должны отсутствовать токи и напряжения обратной последовательности, что достигается при условии: $\alpha_{\text{е0}}=1$; $\beta_{\text{с0}}=\theta$. При независимом включении обмоток, оси которых сдвинуты в пространстве на угол θ ($\theta \neq \pi/2$), и сопротивлении $z_{\text{св1}}=k^2 z_{\text{sy1}}$ (даже при $z_{\text{св}} \neq k^2 z_{\text{sy}}$) для определенной системы напряжений можно получить круговое поле при любой частоте вращения. Кроме того, круговое поле при всех частотах вращения можно получить также при $\theta=\pi/2$, $\alpha_e=1$ при питании от двухфазной сети ($\beta=\pi/2$) и симметричных обмотках статора $z_{\text{св}}=k^2 z_{\text{sy}}$. Во всех остальных случаях круговое поле может быть получено только для одного скольжения (частоты вращения).

При круговом поле токи в обмотках должны быть сдвинуты во времени на угол $(\pi-\theta)$, расчетные напряжения — на угол θ .

Если приравнять нулю выражение эффективного тока статора

обратной последовательности (1.26) для самого общего случая: $k\dot{U}_B z_{y1}'' - \dot{U}_y z_{B1}'' e^{j\theta} = 0$ и учесть, что при независимом включении обмоток $k\dot{U}_y = \alpha_e \dot{U}_B e^{-j\beta}$, то

$$\alpha_{e0} e^{j(\theta - \beta_0)} z_{B1}'' / (k^2 z_{y1}'') = 1.$$

Это уравнение распадается на два и при введении относительных параметров схемы замещения дает значения эффективного коэффициента сигнала α_{e0} и угла сдвига между напряжениями β_0 для получения кругового поля.

В табл. 2.1 приведены формулы для расчета α_{e0} и β_0 (или ξ_{c0}) в общем и частных случаях пространственной и электрической несимметрии. Рассматриваются различные сочетания асимметрии питания (α_e , β_0), пространственной ($\rho_{d1\theta}$, $\xi_{d1\theta}$) и электрической (ρ_d , ξ_d) асимметрии обмоток статора и асимметрии из-за наличия фазосмещающего элемента в одной из фаз. Токи i_{as} , i_{ps} находятся по (1.44). Дополнительные активное и реактивное сопротивления в фазе возбуждения, обусловленные асимметрией (при условии, что учитывается (1.29) и принимая за базовое активное приведенное сопротивление ротора для ИДП r_{Ry} , а для ИДК $-r_{Ry}/(C')^2$), определяются в о. е. в общем случае по формулам:

$$\rho_{d1\theta} = \rho_d + \rho_{d1\theta} + \xi'_c \operatorname{ctg} \theta, \quad (2.1)$$

$$\xi_{d1\theta} = \xi_d + \xi_{d1\theta} - \xi'_c, \quad (2.2)$$

$$\rho_d = [(\rho_{S_B}/k^2) - \rho_{S_Y}] (C')^2, \quad (2.3)$$

$$\rho_{d1\theta} = -[(\xi_{S_B}/k^2) + \xi_{S_Y}] \operatorname{ctg} \theta (C')^2, \quad (2.4)$$

$$\xi_d = [(\xi_{S_B}/k^2) - \xi_{S_Y}] (C')^2, \quad (2.5)$$

$$\xi_{d1\theta} = [(\rho_{S_B}/k^2) + \rho_S] \operatorname{ctg} \theta (C')^2. \quad (2.6)$$

В (2.4) не учитывается взаимоиндукция между обмотками статора по полям рассеяния.

Для схем ИД без конденсатора в (2.1) и (2.2) отсутствуют члены с ξ'_c . В конденсаторных ИД $\beta = 0$. Наиболее часто используются ИД с электрической асимметрией при $\theta = \pi/2$.

Основные выходные характеристики ИД и критерии их оценки. Выражения для расчета механических характеристик ИД и зависимости пускового момента от управляющего сигнала для различных схем включения и способов управления (см. гл. 1) преобразованы к виду, удобному для инженерного расчета, и показывают влияние параметров и степени эллиптичности на форму характеристик машины.

В качестве критерия для оценки нелинейности механической характеристики выбираем наибольшее отклонение зависимости $m =$

Т а б л и ц а 2.1. Условия получения кругового поля

Факторы, обуславливающие асимметрию	α_{eo}	β_0	ξ_c
$\alpha_e, \beta, \theta, r_d, x_d, x_c$ (общий случай)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1}{1 + \rho_{d1} i_{as} + \xi_{d1} i_{ps}}^2 + \dots} + \frac{\dots}{(\xi_{d1} i_{as} + \rho_{d1} i_{ps})^2}$	$\theta + \arctg [(\xi_{d1} i_{as} + \rho_{d1} i_{ps}) / (1 + \rho_{d1} i_{as} + \xi_{d1} i_{ps})]$	Задано
$\alpha_e, \theta, r_d, x_d, x_c$ (конденсаторный ИД)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1}{1 + \rho_{d1} i_{as} + \xi_{d1} i_{ps}}^2 + \dots} + \frac{\dots}{(\xi_{d1} i_{as} + \rho_{d1} i_{ps})^2}$	0	$[1 + (\rho_{d1} + \rho_{d1\theta}) i_{as} - i_{ps} \operatorname{ctg} \theta] + (\xi_{d1} + \xi_{d1\theta}) \times \times (i_{ps} + i_{as}) \operatorname{ctg} \theta] / [i_{ps} \times \times (1 + \operatorname{ctg}^2 \theta)]$
$\alpha_e, \beta, \theta, r_d, x_d$ (сдвиг схемой)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1}{1 + (\rho_{d1} + \rho_{d1\theta}) i_{as} + \dots} + \frac{(\xi_{d1} + \xi_{d1\theta}) i_{ps}}{i_{ps}}^2 + \dots} + \frac{[(\xi_{d1} + \xi_{d1\theta}) i_{as} + \dots]}{(\rho_{d1} + \rho_{d1\theta}) i_{ps}}^2$	$\theta + \arctg \{[(\xi_{d1} + \xi_{d1\theta}) i_{as} + (\rho_{d1} + \rho_{d1\theta}) i_{ps}] / [1 + (\rho_{d1} + \rho_{d1\theta}) i_{as} + (\xi_{d1} + \xi_{d1\theta}) i_{ps}]\}$	Отсутствует

$\alpha_e, \beta, r_n, x_n, x_c$ (общий случай)	Электрическая асимметрия		Задано
α_e, x_c, r_n, x_n (конденсаторный ИД)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1 + \rho_n i_{as} + (\xi_n + \xi_c) i_{ps}}{1 + (\xi_n - \xi_c) i_{as} + \rho_n i_{ps}}}$	$\pi/2 + \text{actg} [(\xi_n - \xi_c) i_{as} + \rho_n i_{ps}] / [1 + \rho_n i_{as} + (\xi_n - \xi_c) i_{ps}]$	$(1 + \rho_n i_{as} + \xi_n i_{ps}) / i_{ps}$
α_e, x_c (конденсаторный ИД)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1 + \rho_n i_{as} + (\xi_n - \xi_c) i_{ps}}{[(\xi_n - \xi_c) i_{as} + \rho_n i_{ps}]^2}}$	0	$1 / i_{ps}$
$\alpha_e, \beta, r_n, x_n$ (сдвиг схемой)	$\frac{1}{V} \sqrt{\frac{1 + \rho_n i_{as} + \xi_n i_{ps}}{1 + (\xi_n i_{as} + \rho_n i_{ps})^2}}$	$\pi/2 + \text{arctg} [(\xi_n i_{as} + \rho_n i_{ps}) / (1 + \rho_n i_{as} + \xi_n i_{ps})]$	Отсутствует
α_e, β (сдвиг схемой)	1	$\pi/2$	$\ll$

$=f(v)$ от прямой, проходящей через точки теоретического холостого хода v_K и пуска $v=0$ и обозначаем его Δm (рис. В.4, а).

Для машины, работающей при круговом поле, Δm_o определяется моментом (о.е.) при круговом поле и скольжением $s_{\Delta m o}$, при котором отклонение механической характеристики от линейного закона максимально: $\Delta m_o = m_o - s_{\Delta m o}$.

Из условия $d(m_o - s)/ds = 0$ находим

$$s_{\Delta m o} = \sqrt{\left[-(1 + 3s_K^2) + \sqrt{(1 + 3s_K^2)^2 + 4s_K^2} \right] / 2}. \quad (2.7)$$

При вычислении $s_{\Delta m o}$ по (2.7) расчет ведут с точностью до 10^{-4} . Однако практически наибольшее отклонение механической характеристики при круговом поле от прямолинейной происходит преимущественно при $s_{\Delta m o} = 0,5$; при амплитудном управлении и $\alpha_e = 1$ момент

$$\Delta m_o = \frac{(0,75/s_K) + \rho_S / (v_S^2 s_K)}{2s_K + (0,5/s_K) + 2\rho_S / (v_S^2 s_K)}. \quad (2.8)$$

Механические характеристики при разных способах управления для двигателя с одинаковыми параметрами приведены на рис. 2.1. Для конденсаторного ИД рассматриваются $m=f(v)$ для трех случаев: 1) когда емкость выбрана из условий получения кругового поля при пуске — ξ_{co} , 2) получения максимального пускового момента — ξ_{cm} , 3) резонанса напряжений — ξ_{cp} .

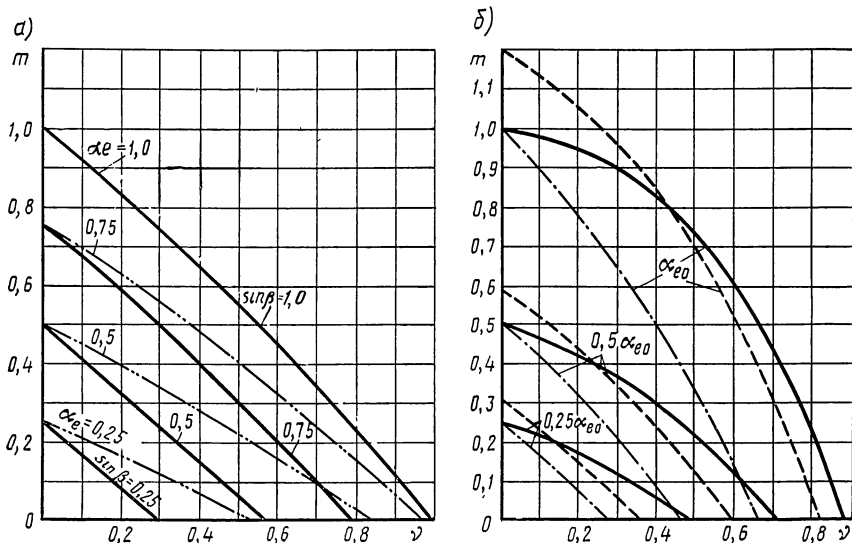


Рис. 2.1. Механические характеристики ИД:

а — при амплитудном (---) и фазовом (—) управлении; б — для ИД с конденсатором в цепи возбуждения для различных значений емкости: — ξ_{co} ; --- ξ_{cm} ; — · — ξ_{cp}

Кривые (см. рис. 2.1, 2.3, а) показывают, что форма механической характеристики зависит от схемы включения и способа управления. Наибольшая нелинейность Δm получается у ИД с конденсатором C_0 в цепи возбуждения. С увеличением емкости $C > C_0$ характеристика $m = f(v)$ становится более линейной и уменьшается номинальная частота вращения, соответствующая максимальной полезной мощности (рис. 2.4). Наименьшая нелинейность имеет место при фазовом управлении (см. рис. 2.1, б, 2.3, а).

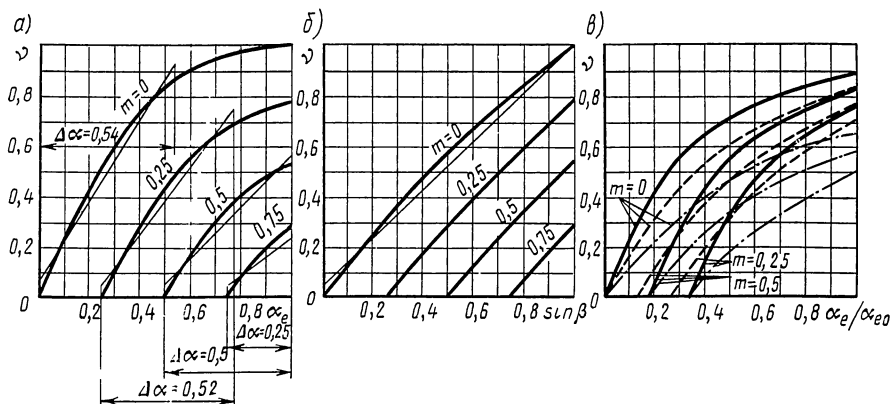


Рис. 2.2. Регулировочные характеристики ИД:

а — при амплитудном; б — при фазовом управлении; в — для ИД с конденсатором в цепи возбуждения для различных значений емкости: — ξ_{C0} ; — — ξ_{Cm} ; — — — ξ_{Cp}

Сравнивая механические характеристики одного и того же двигателя при амплитудном и фазовом управлении для одинаковых коэффициентов сигнала $\sin \beta = \alpha_e$ (см. рис. 2.3, а), видим, что при фазовом управлении ($\sin \beta = \alpha_e < 1$) вращающий момент уменьшается, особенно при больших частотах вращения. Уменьшается также частота вращения холостого хода и улучшается линейность механической характеристики. Зона линейного регулирования $v = f(\sin \beta)$ (см. рис. 2.2, б) расширяется.

Регулировочные характеристики $v = f(\alpha_e)$ или $v = f(\alpha_e/\alpha_{e0})$ при $m = \text{const}$ (см. рис. 2.2) можно строить с помощью семейства механических характеристик (см. рис. 2.1).

Регулировочные характеристики нелинейны. Зону линейного регулирования частоты вращения $\Delta \alpha_e$, представляющую собой диапазон коэффициентов сигнала, в котором частота вращения изменяется по линейному закону с заданной степенью точности, можно найти с помощью частного критерия, в качестве которого можно выбрать прямую, проведенную таким образом, чтобы регулировочная характеристика не отличалась от нее больше, чем на $\Delta v = 0,05$ (см. рис. В.4, б).

Линейность регулировочных характеристик, так же как и механических, повышается с увеличением критического скольжения (для выпускаемых ИД оно колеблется от 2 до 7, иногда более).

Зона линейного регулирования частоты вращения, наибольшая при фазовом управлении (см. рис. 2.2, б), мало изменяется с ростом

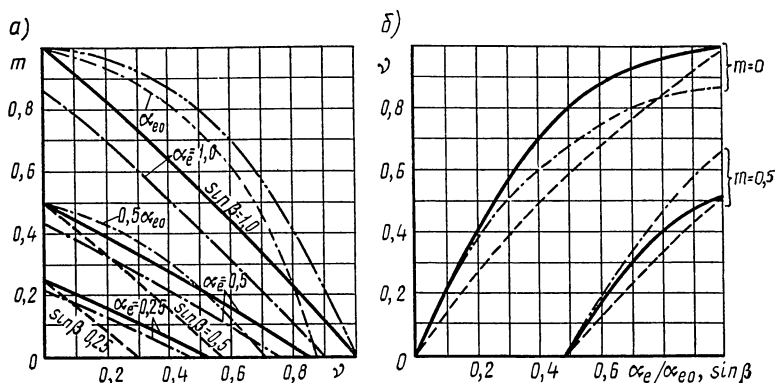


Рис. 2.3. Сравнение механических (а) и регулировочных (б) характеристик ИД при различных способах управления:

— амплитудном; — при $\beta = (2/3)\pi$; — фазовом; — конденсаторный ИД; — при питании от источника тока

момента на валу при амплитудном и фазовом управлении, но уменьшается для конденсаторного ИД. При холостом ходе $\Delta\alpha_e$ увеличивается с ростом емкости, так как при этом растет эллиптичность поля, что приводит к улучшению линейности регулировочной характеристики.

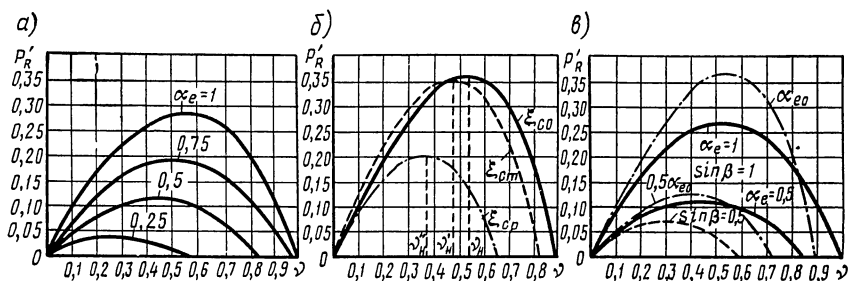


Рис. 2.4. Зависимость полезной мощности ИД от частоты вращения $p'_R = f(s)$:

а — при амплитудном управлении; б — для ИД с конденсатором в цепи возбуждения для различных значений емкостей; — ξ_{co} ; — ξ_{cm} ; — ξ_{cp} ; в — для ИД при различных способах управления: — амплитудном; — фазовом; — для конденсаторного ИД

На рис. 2.4 показаны кривые полезной мощности на валу $p'_R = P'_R/P_{э.ко}$ в зависимости от частоты вращения $p'_R = f(v)$ при постоянном питающем напряжении. У конденсаторного ИД показаны кривые $p'_R = f(v)$ для различных значений емкости. За номинальную мощность ИД принимается максимальная полезная мощность $p'_{R\max}$. Для ИД с одинаковыми параметрами схемы замещения наибольшая полезная мощность будет у конденсаторного ИД, имеющего круговое поле при пуске, так как у этих двигателей с ростом частоты вращения увеличивается напряжение на обмотке возбуждения (за конденсатором). С уменьшением эффективного коэффициента сигнала максимальная полезная мощность резко снижается и уменьшается соответствующая ей частота вращения.

Исследование механической характеристики ИД с применением мостиковой схемы замещения. Для общего случая электрической несимметрии двухфазный ИД с обмотками, оси которых смещены в пространстве на 90 эл. град, с произвольными сопротивлениями фаз и напряжениями питания ($\dot{U}_y$ и $\dot{U}_B$) удобно исследовать уравнение механической характеристики, которое может быть получено с помощью мостиковой схемы замещения (см. рис. 1.11). При этом реальная двухфазная асинхронная машина заменяется идеальной, а все параметры схемы замещения каждой из фаз (кроме сопротивления цепи ротора) объединяются в виде сопротивлений внешней цепи $Z_{уд}$ и $Z_{вд}$ (рис. 2.5). Такое преобразование возможно, так как только сопротивление цепи ротора зависит от частоты вращения, что позволяет получить уравнение механической характеристики, в котором вращающий момент непосредственно зависит от частоты вращения:

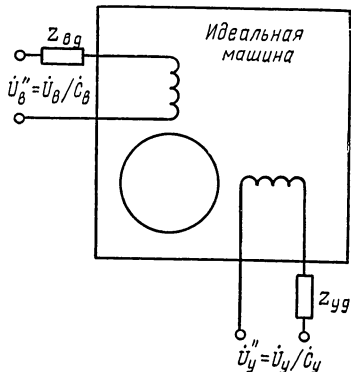


Рис. 2.5. Схема включения преобразованного эквивалентного идеального двигателя

$$M = \frac{97,4 \cdot 10^3}{n_c} \cdot \frac{U_B^2}{c_B^2 k^2 r_{Ry}} \cdot \frac{(p + vq)(1 - v^2) + 2\alpha_{ep}'' \sin \beta'' - v(1 + \alpha_{ep}''^2)}{\gamma_{yд}^2 \gamma_{вд}^2 (1 - v^2)^2 + 2L(1 - v^2) + N}, \quad (2.9)$$

$$\text{где } v = \frac{n}{n_c}, \quad \dot{C}_B = 1 + \frac{\dot{Y}_{S_B} + \dot{Y}_{AB}}{j\xi_{m_B}}; \quad \dot{C}_y = 1 + \frac{\dot{Y}_{S_y} + \dot{Y}_{Ay}}{j\xi_{m_y}},$$

$$c_B = \frac{\sqrt{(\rho_{S_B} + \rho_{AB})^2 + (\xi_{m_B} + \xi_{S_B} \pm \xi_{AB})^2}}{\xi_{m_B}};$$

$$c_y = \frac{\sqrt{(\rho_{S_y} + \rho_{Ay})^2 + (\xi_{m_y} + \xi_{S_y} \pm \xi_{Ay})^2}}{\xi_{m_y}};$$

$$\alpha_{\text{ep}}'' = \frac{c_{\text{B}}}{c_{\text{Y}}} \frac{kU_{\text{Y}}}{U_{\text{B}}} = \frac{c_{\text{B}}}{c_{\text{Y}}} \alpha_{\text{e}}, \quad \dot{U}_{\text{Y}} = \alpha_{\text{e}} \frac{\dot{U}_{\text{B}}}{k} e^{-j\beta};$$

$$\beta'' = -\beta + \varphi_{\text{св}} - \varphi_{\text{cy}}, \quad \varphi_{\text{св}} = \arccos \frac{\rho_{\text{св}} + \rho_{\text{дв}}}{\sqrt{(\rho_{\text{св}} + \rho_{\text{дв}})^2 + (\xi_{\text{мв}} + \xi_{\text{св}} \pm \xi_{\text{дв}})^2}},$$

$$\varphi_{\text{cy}} = \arccos \frac{\rho_{\text{sy}} + \rho_{\text{ay}}}{\sqrt{(\rho_{\text{sy}} + \rho_{\text{ay}})^2 + (\xi_{\text{my}} + \xi_{\text{sy}} \pm \xi_{\text{ay}})^2}}.$$

Полные сопротивления внешней цепи фаз, о. е.:

$$\gamma_{\text{уд}} = \sqrt{\rho_{\text{уд}}^2 + \xi_{\text{уд}}^2}, \quad \gamma_{\text{вд}} = \sqrt{\rho_{\text{вд}}^2 + \xi_{\text{вд}}^2},$$

$$\rho_{\text{уд}} = \frac{\rho_{\text{sy}} + \rho_{\text{ly}}}{c_{\text{y}}^2}, \quad \xi_{\text{уд}} = \xi_{\text{ry}} + \xi_{\text{my}} - \frac{\xi_{\text{sy}} + \xi_{\text{my}} \pm \xi_{\text{ly}}}{c_{\text{y}}^2},$$

$$\rho_{\text{вд}} = \frac{\rho_{\text{св}} + \rho_{\text{дв}}}{c_{\text{B}}^2}, \quad \xi_{\text{вд}} = \xi_{\text{rv}} + \xi_{\text{mv}} - \frac{\xi_{\text{св}} + \xi_{\text{mv}} \pm \xi_{\text{дв}}}{c_{\text{B}}^2}.$$

Коэффициенты в (2.9):

$$p = P \sin \beta'' + Q \cos \beta''; \quad q = \gamma_{\text{уд}}^2 + \alpha_{\text{ср}}''^2 \gamma_{\text{вд}}^2;$$

$$P = \rho_{\text{уд}} \rho_{\text{вд}} + \xi_{\text{уд}} \xi_{\text{вд}} + \rho_{\text{уд}} + \rho_{\text{вд}};$$

$$Q = \rho_{\text{вд}} \xi_{\text{уд}} - \rho_{\text{уд}} \xi_{\text{вд}} + \xi_{\text{уд}} - \xi_{\text{вд}};$$

$$L = \rho_{\text{вд}} \gamma_{\text{уд}}^2 + \rho_{\text{уд}} \gamma_{\text{вд}}^2 + \rho_{\text{уд}} \rho_{\text{вд}} - \xi_{\text{уд}} \xi_{\text{вд}};$$

$$N = 1 + \gamma_{\text{уд}}^2 + \gamma_{\text{вд}}^2 + 2p.$$

Таким образом, все коэффициенты в уравнении механической характеристики, а также расчетные эффективный коэффициент сигнала α_{ep}'' и угол сдвига β'' определяются через относительные параметры фаз $\rho_{\text{sy}}, \rho_{\text{св}}, \xi_{\text{sy}}, \xi_{\text{св}}, \xi_{\text{my}}, \xi_{\text{mv}}$ и относительные активные и реактивные сопротивления фазосмещающих и добавочных элементов $\rho_{\text{дy}}, \rho_{\text{дв}}, \xi_{\text{дy}}, \xi_{\text{дв}}$ в фазах У и В (например, источника питания, конденсатора и др.).

Если принять за единицу электромагнитный момент, Н·м,

$$M = \frac{30}{\pi \cdot n_{\text{c}}} \frac{U_{\text{B}}^2}{c_{\text{B}}^2 k^2 r_{\text{Ry}}},$$

то уравнение механической характеристики, о. е.,

$$m = \frac{(p + vq)(1 - v^2) + 2\alpha_{\text{ep}}'' \sin \beta'' - v(1 + \alpha_{\text{ep}}''^2)}{\gamma_{\text{уд}}^2 \gamma_{\text{вд}}^2 (1 - v^2)^2 + 2L(1 - v^2) + N}. \quad (2.10)$$

Представляет интерес выражение момента при разомкнутой обмотке управления (момент самохода, если он имеется). Учитывая,

что $\alpha''_{\text{ep}}=0$, $\rho_{\text{уд}}=0$ (так как $c_y=\infty$) и $\xi_{\text{уд}}=\xi_{Ry}+\xi_{my}=\gamma_{\text{уд}}$, получим

$$M = \frac{30}{\pi \cdot n_c} \frac{U_{\text{в}}^2}{c_{\text{в}}^2 k^2 r_{Ry}} \frac{[\xi_{\text{уд}}^2 (1 - \nu^2) - 1] \nu}{\gamma_{\text{вд}}^2 \xi_{\text{уд}}^2 (1 - \nu^2)^2 + 2L (1 - \nu^2) + N}. \quad (2.11)$$

Выражения (2.10) и (2.11) для механической характеристики позволяют получить формулу для расчета частоты вращения при холостом ходе, найти условия устойчивости механической характеристики и отсутствия самохода.

Относительную частоту вращения холостого хода получим, если (2.10) решим относительно ν графическим путем или методом последовательных приближений, пренебрегая в знаменателе членом $\gamma_{\text{уд}}^2 \gamma_{\text{вд}}^2 (1 - \nu^2)^2$ и полагая $m=0$:

$$\nu_x = 1 - \frac{(1 + \alpha''_{\text{ep}}) \nu_x - 2\alpha''_{\text{ep}} \sin \beta''}{(1 + \nu_x)(p + \nu_x q)}. \quad (2.12)$$

Относительная частота вращения при произвольном моменте может быть найдена методом последовательных приближений из уравнения

$$\nu = 1 - \frac{(1 + \alpha''_{\text{ep}}) \nu - 2\alpha''_{\text{ep}} \sin \beta'' + Nm}{(1 + \nu)(p + \nu q - 2Lm)}, \quad (2.13)$$

или графическим путем.

§ 2.2 Критерии непрерывного устойчивого регулирования и отсутствия самохода

Критерии устойчивого регулирования и отсутствия самохода ИД при различных способах снятия сигнала целесообразно получить аналитическим путем.

Исследование устойчивости механической характеристики. В автоматических устройствах ИД обычно работает при постоянном статическом моменте $M_c = \text{const}$. В этом случае непрерывное регулирование частоты вращения возможно, если выполняется условие $dM/dn < 0$ или $dM/ds > 0$ при всех значениях n .

В общем случае электрической асимметрии двухфазного ИД с включенными в фазы добавочными элементами условие устойчивости механической характеристики может быть получено с использованием (2.10) в виде

$$(1 - \gamma_{\text{уд}}^2) + \alpha''_{\text{ep}} (1 - \gamma_{\text{вд}}^2) \geq 0. \quad (2.14)$$

Этот критерий не зависит от угла сдвига фаз между напряжениями $\bar{U}_{\text{в}}$ и $\bar{U}_{\text{у}}$. При $\gamma_{\text{вд}}=1$ условие устойчивости определяется лишь параметрами цепи управления.

Можно доказать, что относительные параметры $\gamma_{уд}^2 = 1/s_{к.уд}^2$ и $\gamma_{вд}^2 = 1/s_{к.вд}^2$, где $s_{к.уд}$ и $s_{к.вд}$ — критические скольжения симметричных асинхронных машин, имеющих те же параметры, что и фазы У и В с учетом предвключенных элементов. Тогда критерий устойчивости

$$1 - s_{к.уд}^2 + \alpha_{ер}^2 \frac{s_{к.уд}^2}{s_{к.вд}^2} (1 - s_{к.вд}^2) < 0. \quad (2.15)$$

При отсутствии фазосмещающих элементов $\rho_{ду} = \rho_{дв} = \xi_{ду} = \xi_{дв} = 0$ и симметрии фаз $z_{св} = k^2 z_{су}$ критические скольжения фаз одинаковы $s_{кв} = s_{ку} = s_k$ и условие устойчивости превращается в $s_k \geq 1$.

Исследование (2.15) позволяет сделать следующие выводы:

1. При $s_{к.уд} > 1$ и $s_{к.вд} > 1$ ИД работает устойчиво при любых нагрузке и частоте вращения.

2. Непрерывное устойчивое регулирование частоты вращения двухфазного ИД в системах без обратной связи возможно, если хотя бы одно из значений критического скольжения ($s_{к.уд}$ или $s_{к.вд}$) больше единицы. При амплитудном управлении, если $s_{к.уд} > 1$, а $s_{к.вд} < 1$, регулирование осуществимо при условии, что статический момент меньше критического пускового момента $m_c \leq m_{к.к}$; если $s_{к.уд} < 1$, а $s_{к.вд} > 1$ при условии $m_c \geq m_{к.к}$ ($m_{к.к}$ — критический пусковой момент, соответствующий расчетному коэффициенту сигнала, удовлетворяющему условию $(dM/dn)_{n=0} = 0$).

Этот расчетный эффективный коэффициент сигнала зависит от критических скольжений:

$$\alpha_{ер} = \frac{s_{к.вд}}{s_{к.уд}} \sqrt{\frac{1 - s_{к.уд}^2}{s_{к.вд}^2 - 1}}.$$

При амплитудном управлении для любой нагрузки и при фазном управлении, если $s_{к.уд} < 1$ (или $s_{к.вд} < 1$), второе критическое скольжение должно быть не меньше

$$s_{к.вд} \geq \alpha_{ер} / \sqrt{1 + \alpha_{ер}^2 - \frac{1}{s_{к.уд}^2}}, \quad s_{к.уд} \geq 1 / \sqrt{1 + \alpha_{ер}^2 \left(1 - \frac{1}{s_{к.вд}^2}\right)}.$$

3. Если $s_{к.уд} \leq 1$ и $s_{к.вд} \leq 1$, то устойчивое непрерывное регулирование невозможно.

В ИД с емкостью, включенной в цепь управления, для двигателей, обычно применяемых в автоматических устройствах, с $s_k > 1$ нельзя получить непрерывное регулирование частоты вращения. При включении емкости в цепь возбуждения и значении $s_k > 1$ ИД при допустимых нагрузках обладает свойством устойчивого непрерывного регулирования частоты вращения.

Можно добиться устойчивой работы ИД без нагрузки и при $s_k \leq 1$ за счет подбора параметров обратной связи.

Критерий отсутствия самохода. Требование отсутствия самохода ИД при снятии управляющего сигнала — одно из основных при проектировании двигателя. Критерии отсутствия методического самохода находятся из уравнения момента $m=f(v)$ при однофазном включении машины в сеть для трех случаев снятия сигнала: а) разомкнутой обмотки управления; б) короткозамкнутой обмотки управления; в) включения в цепь обмотки управления произвольного сопротивления z_H (общий случай). Подробный вывод критериев от-

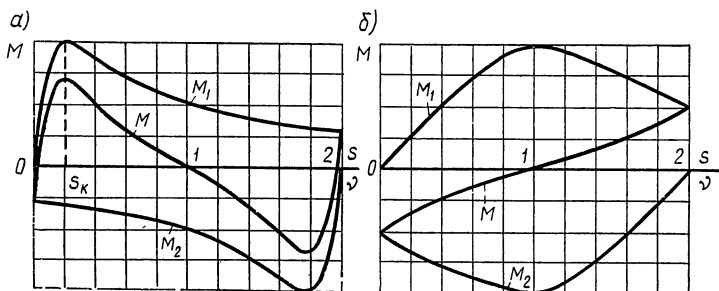


Рис. 2.6. Кривые моментов при однофазном включении ИД при малом (а) и большом (б) активном сопротивлении ротора (M_1 , M_2 , M — моменты прямой, обратной последовательности и результирующий)

сутствия самохода ИД приведен в [4]. Характер кривой результирующего момента ИД при однофазном питании зависит от активного сопротивления ротора r_R и, следовательно, от критического скольжения s_K (рис. 2.6). При недостаточно большом сопротивлении r_R результирующий момент положительный и машина имеет самоход. Начиная с $s_K=1$ результирующий момент в двигательном режиме отрицателен и машина обладает свойством самоторможения. В диапазоне скольжений s от 0 до 2 результирующий момент становится равным нулю один раз при $v=0$. Это условие используется для определения критерия отсутствия самохода.

Для случая разомкнутой обмотки управления необходимо, чтобы

$$r_{RB} \geq x_{mB} + x_{RB}; \quad (2.16)$$

если ротор полый немагнитный ($x_{RB}=0$), то $r_{RB} \geq x_{mB}$ или $\xi_m \leq 1$.

При коротком замыкании цепи управления

$$r_{RB} \geq \sqrt{\frac{r_{SB}^2 (x_{mB} + x_{RB})^2 + [x_{SB} (x_{mB} + x_{RB}) + x_{mB} x_{RB}]^2}{r_{SB}^2 + (x_{mB} + x_{SB})^2}}, \quad (2.17)$$

если ротор полый немагнитный, то

$$r_{RB} \geq x_{mB} \sqrt{(r_{SB}^2 + x_{SB}^2) / [r_{SB}^2 + (x_{mB} + x_{SB})^2]}.$$

Поскольку при коротком замыкании обмотки У критическое скольжение имеет то же значение, что и для симметричной машины, то тот же результат получится из условия

$$s_K = (r_{R_B} / x_{m_B}) \sqrt{[r_{S_B}^2 + (x_{m_B} + x_{S_B})^2] / (r_{S_B}^2 + x_{S_B}^2)} \geq 1.$$

Для общего случая при включении обмотки управления на сопротивление нагрузки z_H критерий отсутствия самохода был получен в виде

$$r_{R_B} \geq \sqrt{\frac{(r_{S_B} + r'_H)^2 (x_{m_B} + x_{R_B})^2 + [(x_{S_B} + x'_H)(x_{m_B} + x_{R_B}) + x_{m_B} x_{R_B}]^2}{(r_{S_B} + r'_H)^2 + (x_{S_B} + x'_H + x_{m_B})^2}}. \quad (2.18)$$

Для $x_{R_B} = 0$ он упрощается:

$$r_{R_B} \geq x_{m_B} \sqrt{\frac{(r_{R_B} + r'_H)^2 + (x_{S_B} + x'_H)^2}{(r_{S_B} + r'_H)^2 + (x_{S_B} + x'_H + x_{m_B})^2}}.$$

Выражение (2.18) справедливо для любой нагрузки; при $r'_H = \infty$ и $x'_H = \infty$ оно превращается в (2.17).

Общее условие отсутствия самохода можно получить и из неравенства (2.14), если учесть, что при снятии сигнала с обмотки управления любым способом $\alpha_{ep}'' = 0$, тогда $\gamma_{уд} \leq 1$ или $1/s_{K,уд} \leq 1$. Количественное исследование условия отсутствия самохода удобно провести в относительных единицах, рассматривая предельно допустимое из условия самохода значение относительного параметра $\xi_m = x_{m_B} / r_{R_B}$, причем x_{R_B} (для ИД с ротором типа «беличья клетка») учитывается по описанному выше методу:

$$x'_{S_B} = x_{S_B} + x_{R_B} / c'; \quad x'_{m_B} = x_{m_B} / c'; \quad r'_{R_B} = r_{R_B} / c'^2, \\ c' = 1 + x_{R_B} / x_{m_B}.$$

На рис. 2.7 и 2.8 показаны допустимые значения ξ_m при снятии сигнала тремя способами. Из кривых видно, что машина, обладающая самоходом при разомкнутой обмотке управления, будет тормозиться, если значения ξ_m не будут превосходить указанных на рис. 2.7. Наибольшее допустимое значение ξ_m получается в машинах с малым сопротивлением обмотки статора. При замыкании обмотки управления на индуктивную L или чисто активную R нагрузки (рис. 2.8) условия отсутствия самохода менее жестки, чем при разомкнутой обмотке управления. При малых значениях сопротивления нагрузки допустимое значение ξ_m резко увеличивается. Наиболее опасным случаем снятия сигнала является включение обмотки управления на емкость, особенно при малых относительных сопротивлениях обмотки статора.

Требование малого значения ξ_m , связанное с уменьшением внутреннего диаметра статора, не может быть реализовано для машин

большой мощности по условиям нагрева. Кроме того, снижение ξ_m ведет к ухудшению энергетических показателей машины и ее использованию. Рассмотренный теоретический критерий отсутствия самохода имеет запас момента, связанный с наличием момента со-

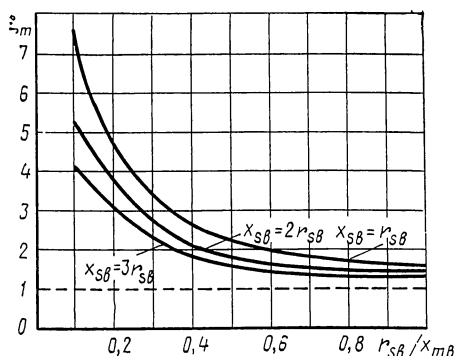
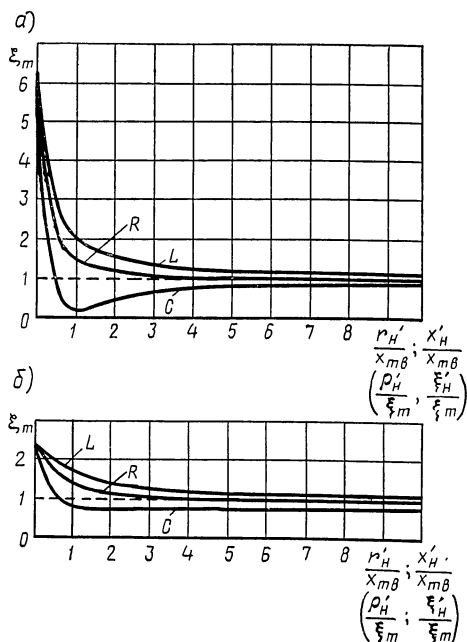


Рис. 2.7. Критерии отсутствия самохода при:

— короткозамкнутой; --- разомкнутой обмотке управления

Рис. 2.8. Критерий отсутствия самохода при включении обмотки управления на сопротивление нагрузки:

$a - r_{sb}/x_{mb} = x_{sb}/x_{mb} = 0,1$; $b - r_{sb}/x_{mb} = x_{sb}/x_{mb} = 0,4$



противления на валу машины M_c , в частности момента трения в подшипниках.

С учетом момента сопротивления условием отсутствия самохода является неравенство: $M = M_1 - M_2 < M_c$.

Результирующий момент M при однофазном питании в зависимости от способа снятия сигнала может быть найден по формулам табл. 2.2.

§ 2.3 Динамические характеристики исполнительных двигателей

К числу важных динамических показателей ИД можно отнести: электромеханическую T_m и электромагнитную T_e постоянные времени; коэффициент усиления $k_{yc} = k_n/k_D = (M_K/U_y)$ (Ω_x/M_K) (где $k_n = M_K/U_y$ — крутизна характеристики пускового момента); коэффициент внутреннего демпфирования $k_D = M_K/\Omega_x$; теоретическое ускорение при пуске $\varepsilon = M_K/J$. Для динамического расчета следящей системы и, в частности, ее амплитудно-фазовой характеристики требуется найти передаточную функцию ИД.

Т а б л и ц а 2.2. Уравнения кривой момента $M=f(n)$ при однофазном питании ИД и различных случаях снятия сигнала

Способ снятия сигнала	Уравнение момента
Разомкнутая обмотка управления	$M = \frac{1}{2\omega_c} U_B^2 \frac{r'_{R\beta 1} - r'_{R\beta 2}}{ Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2} ^2}$
Короткозамкнутая обмотка управления	$M = \frac{1}{2\omega_c} U_B^2 \left(\frac{r'_{R\beta 1}}{ Z_{\beta 1} ^2} - \frac{r'_{R\beta 2}}{ Z_{\beta 2} ^2} \right)$
Включение в цепь обмотки управления сопротивления Z_H	$M = \frac{2}{\omega_c} U_B^2 \frac{ Z'_H + Z_{\beta 2} r'_{R\beta 1} - Z'_H + Z_{\beta 1} r'_{R\beta 2}}{ 2Z_{\beta 1}Z_{\beta 2} + Z'_H(Z_{\beta 1} + Z_{\beta 2}) ^2}$

Примечание. $Z'_H = Z_H/k^2$ — сопротивление нагрузки, приведенное к числу витков обмотки, В.

Электромеханическая и электромагнитная постоянные времени.

Электромеханическая постоянная времени ИД характеризует время разбега двигателя от момента подачи сигнала до определенной частоты вращения. Сейчас отсутствует единый подход к определению T_m . На практике наиболее часто рассматривается пуск двигателя без статического момента сопротивления на валу (в режиме холостого хода) под действием момента, развиваемого в процессе разбега.

В этом случае дифференциальное уравнение моментов двигателя при разбеге имеет вид: $M = J d\Omega/dt$, где M — вращающий момент двигателя; J — момент инерции ротора; Ω — угловая частота вращения.

Если механическую характеристику линеаризовать, соединив точки пускового момента M_K и угловую частоту вращения холостого хода Ω_x (рис. 2.9, а), то $M = ab = ac - bc = ac - cd(cf/ef) = M_K - M_K(\Omega/\Omega_x)$. Тогда дифференциальное уравнение можно записать в виде: $(d\Omega/dt) + (M_K\Omega/J\Omega_x) - (M_K/J) = 0$. Его решением будет: $\Omega = \Omega_x (1 - e^{-t/T_m})$, где электромеханическая постоянная, с,

$$T_m = J\Omega_x/M_K = J/k_D, \quad (2.19)$$

т. е. время, в течение которого двигатель достигает частоты вращения, равной 0,633 частоты вращения холостого хода. Для получения T_m в секундах момент инерции J выражается в кг·м², M_K — в Н·м и Ω_x — в с⁻¹. Электромеханическая постоянная времени тем меньше, чем больше пусковой момент, меньше момент инерции и частота вращения в режиме холостого хода.

Процесс разгона ИД показан на рис. 2.9, б. Он происходит по экспоненте $\Omega = f(t)$, если характеристика $M = f(\Omega)$ линейна. При малых коэффициентах сигнала пусковой момент значительно уменьшается, падает (но медленнее) и частота вращения холостого хода, поэтому электрохимическая постоянная растет. Для уменьшения T_m следует стремиться к получению возможно большего $\varepsilon = M_K/J$. Если рассматривать реальную механическую характеристику и

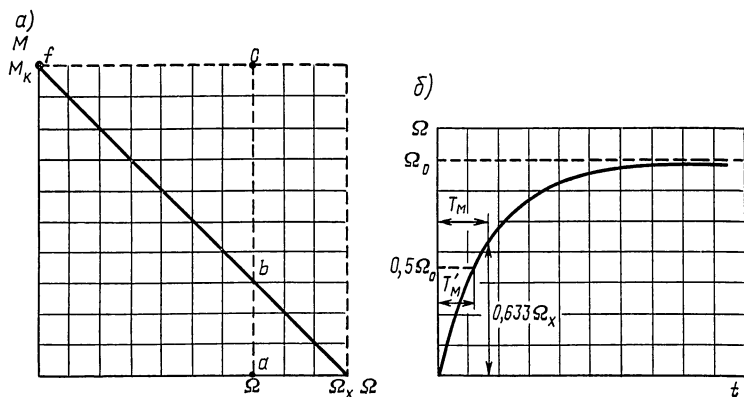


Рис. 2.9. Линеаризованная механическая характеристика $M = f(\Omega)$ (а); кривая разбега $\Omega = f(t)$ (б)

учитывать нелинейность (см. рис. В.4, а) по [4]: $m = 1 - (1 - 4\Delta m)\nu - 4\Delta m\nu^2$, то дифференциальное уравнение движения ротора ИД, если перейти к абсолютным величинам, будет

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_K - (1 - 4\Delta m) \frac{M_K}{\Omega_c} \Omega - 4\Delta m \frac{M_K}{\Omega_c^2} \Omega^2,$$

где Ω_c — угловая синхронная скорость.

Если разделить обе части этого уравнения на J и обозначить $J\Omega_c/M_K = T_m$, то получим

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_K}{J} - \frac{1 - 4\Delta m}{T_m} \Omega - \frac{4\Delta m}{T_m \Omega_c} \Omega^2.$$

Это уравнение решается методом разделения переменных с учетом того, что при $t = 0$, $\Omega = 0$

$$\Omega = \Omega_c \left(1 - e^{-t/T'_m} \right) / \left(1 + 4\Delta m e^{-t/T'_m} \right); \quad (2.20)$$

здесь

$$T'_m = T_m / (1 + 4\Delta m). \quad (2.21)$$

Из (2.20) видно, что при учете нелинейности механической характеристики ИД кривая разбега $\Omega=f(t)$ отличается от экспоненты $T'_m < T_m$ и разбег происходит быстрее и практически заканчивается при $t=3T'_m$.

Наряду с механическим переходным процессом при подаче управляющего сигнала U_y происходит электромагнитный переходный процесс, связанный с изменением тока в обмотке управления i_y . Изменение тока i_k при пуске можно рассматривать так же, как изменение тока в трансформаторе:

$$i_k = i_{k,y} + i_{k,c} = \frac{\sqrt{2}U_y}{\sqrt{r_{y,k}^2 + x_{y,k}^2}} \sin(\omega t + \psi - \varphi_{y,k0}) - \frac{\sqrt{2}U_y}{\sqrt{r_{y,k}^2 + x_{y,k}^2}} \sin(\psi - \varphi_{y,k0}) e^{-t/T_\theta}, \quad (2.22)$$

где $i_{k,y}$ — установившийся ток при пуске; $i_{k,c}$ — свободный аperiодический ток; T_θ — электромагнитная постоянная времени; ψ — фаза напряжения управления в момент включения; $\varphi_{y,k0} = \arctg(x_{y,k}/r_{y,k})$.

Электромагнитная постоянная времени

$$T_\theta = L_{y,k}/r_{y,k} = x_{y,k}/(2\pi f r_{y,k}) \quad (2.23)$$

определяет скорость затухания свободного тока и зависит от отношения индуктивности фазы управления к активному сопротивлению при пуске. Обычно T_θ в десятки раз меньше электромагнитической постоянной. Например, для ИД с полым ротором при $f=400 \div 500$ Гц $T_\theta = (0,01 \div 0,02) T_m$.

Передаточная функция ИД. Передаточная функция ИД представляет собой отношение выходной величины (углового перемещения вала φ) к входной величине (управляющему электрическому сигналу U_y) в операторной форме. Иногда (например, в системах поддержания постоянной частоты вращения) в качестве выходной величины принимается угловая частота вращения Ω .

Приближенное значение передаточной функции ИД может быть найдено для линейризованного привода, если принять статический момент нагрузки $M_c=0$ и пренебречь электромагнитной инерцией обмотки. Дифференциальное уравнение при разбеге в операторной форме будет: $Jp\Omega = M$.

Вращающий момент двигателя может быть связан с пусковым моментом уравнением $M = M_k - k_d\Omega$, где k_d — коэффициент внутреннего демпфирования, характеризующий угол наклона механической характеристики. Для линейризованной характеристики (рис. 2.9, а) $k_d = M_k/\Omega_x$.

Пусковой момент зависит от напряжения управления, т. е. $M_K = k_n U_y$, где k_n — коэффициент, характеризующий крутизну характеристики пускового момента $M_K = f(U_y)$.

Используя записанные выше уравнения и подставив $\Omega = p\phi$, получим передаточную функцию ИД в виде

$$\frac{\varphi}{U_y} = \frac{k_n/k_D}{p(1 + pJ/k_D)} = \frac{k_{yc}}{p(1 + pT_m)} \quad \text{или} \quad \frac{\Omega}{U_y} = \frac{k_{yc}}{(1 + pT_m)}, \quad (2.24)$$

где $T_m = J/k_D = J\Omega_x/M_K$ — электромеханическая постоянная времени; $k_{yc} = k_n/k_D = (M_K\Omega_x)/(U_y M_K) = \Omega_x/U_y$ — коэффициент усиления.

ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ С ПОЛЫМ РОТОРОМ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА

§ 3.1 Аналитическое исследование исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором и расчет параметров

Если электромагнитные поля и параметры асинхронных микродвигателей с ротором типа «беличья клетка» сравнительно хорошо изучены, то для машин с полым ротором (немагнитным, ферромагнитным омедненным и без покрытия) они до сих пор являются предметом теоретических и экспериментальных исследований. Все теоретические исследования машин с полыми роторами связаны с гипотезами о распределении вихревого тока в роторе или с решением задач о распределении поля и вихревого тока (табл. 3.1).

Аналитическое исследование машин с полым ротором с учетом его формы, закономерностей распределения токов, возбуждающих поле, и физических свойств отдельных сред достаточно сложная задача, требующая при решении определенной идеализации для получения результатов, удобных в инженерной практике.

В начале исследования ИДП проводились с помощью гипотез о распределении вихревого тока [4], например: по подобным многоугольникам (Э. Виртц), в предположении, что по длине пакета статора токи текут параллельно оси ротора и весь ток замыкается в выступающих за длину статора краях как в короткозамкнутых кольцах (Г. Мозер) или что ток замыкается на краях ротора по аналогии с электрическим полем между двумя электродами с потенциалами разных знаков (Г. Л. Арешян). Б. Л. Фуллер и П. Н. Трикей разбивали ротор сложной конфигурации на ряд частей и определяли сопротивление ротора r_R по эквивалентной схеме замещения из условия минимального сопротивления пути для вих-

Т а б л и ц а 3.1. Аналитическое исследование машин с полым ротором различными методами

Постановка задачи и принятые допущения	Расчетные формулы	Оценка метода	Рекомендации по применению
1. Рассматривается плоская система бесконечной длины, состоящая из двух ферромагнитных поверхностей (наружного и внутреннего статоров) и немагнитной плиты толщиной Δ между ними. 2. Магнитная проницаемость стали $\mu = \infty$. 3. Обмотка статора заменяется бесконечным тонким токовым слоем и рассматривается первая гармоника: $\Delta_0 e^{j\omega t} \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (\Delta_0 \text{ — линейная нагрузка})$	$r_R = \frac{4\pi w_s^2 k_0 l_s (\varphi^2 + \psi^2) (\psi \operatorname{sh} 2\varphi\Delta + \dots}{\pi D \mu_0 V_R^2 \omega (\operatorname{ch} 2\varphi\Delta + \dots + \varphi \sin 2\psi\Delta)} = r_{R\infty} k_r; \quad \varphi = \frac{\dots}{\sqrt{(\pi/\tau)^2 + \xi^2}}; \\ \xi = \frac{2}{\sqrt{(\pi/\tau)^2 + (\mu_0 \omega V_R)^2}}; \\ \psi = \sqrt{\frac{\xi^2 - (\pi/\tau)^2}{2}}; \quad \omega = 2\pi f$	Позволяет учесть вытеснение тока по толщине цилиндра. Не учитывает конечной длины цилиндра и дно (предложен Е. М. Лопухиной)	Для машин с малым τ/l_s и достаточными вылетами ротора b_R
1. Рассматриваются только первые пространственные гармонические МДС. 2. $\delta \ll D$, радиальное поле заменяется параллельным. 3. Плотность тока по толщине цилиндра постоянна. 4. Рассматривается только нормальная составляющая напряженности поля. 5. Магнитная проницаемость стали $\mu = \infty$. 6. Индукция за пределами пакета статора равна нулю.	$z_R = k_z z_{R\infty}; \quad k_z = (1 + jAN)/(1 - N) = k_r + jk_x.$ Когда дно близко к стали статора, $A \rightarrow 0$, $k_{z1} = k_{z2} = k_r = 1 \left\{ 1 - \frac{\pi l_s}{\tau} \left[\operatorname{cth} \frac{\pi l_s}{\tau} + \operatorname{th} \frac{\pi l_R}{\tau} \right] \right\},$ для ротора без дна в этой формуле l_s надо заменить на $l_s/2$.	Позволяет учесть краевой эффект при конечной длине ротора, влияние дна и частоты вращения (предложен И. А. Вевюрко)	Для большинства встречающихся конфигураций роторов исполнителей двигателей

Допущения такие же, как и в предыдущем случае, однако реальное неравномерное распределение поперечных токов на активной части $l'_R = l_S$ заменяется равномерным распределением в эквивалентной зоне b'_R	$r_R = r_R^\infty k_r; \quad r_R^\infty = 4m\omega_S^2 k_0 \rho R \times \\ \times l_S / (\pi D \Delta); \quad k_r = 1 + 0,203 \times \\ \times (1 / (b_R / \tau + b'_R / \tau)) \frac{\tau}{l_S};$ $a = \sqrt{\Delta \omega_0 \gamma R / \delta}; \quad b'_R = 2/a$	Учитывает наличие поперечных токов в активной части ротора. При больших τ/l_S дает несколько заниженное значение k_r (предложен А. А. Батовриным)	Для машин со сравнительно малым τ/l_S
Решается полевая задача в основном с теми же допущениями, что и у И. А. Веворко, с той разницей, что кривая индукции вдоль длины машины $l'_R = l_S$ принимается прямоугольной формы	$r_R = r_R^\infty k_r,$ $k_r = 1 / \left\{ \frac{l_R}{l_S} \left[\frac{1}{3} + \left(\frac{l_S}{l_R} \right)^2 + \frac{D^2}{p^2 l_R^2} - \frac{D (\operatorname{ch} p l_R / D + \operatorname{ch} p l_S / D)}{p l_R \operatorname{sh} p l_S / D} \right] \right\}$	Влияние краевого эффекта производится без учета различия размеров лобовых частей (предложен Э. Хабигером)	Для нормальной конфигурации роторов исполнительных двигателей
Магнитное поле, сцепленное с ротором ограничено длиной l_S , оно имеет только радиальную составляющую, изменяющуюся вдоль окружности воздушного зазора по гармоническому закону и неизменную вдоль радиуса, магнитная проницаемость стали $\mu = \infty$. Задача решается в цилиндрических координатах для ротора сложной формы (до 5...9 зон с различной электропроводностью и конфигурацией)	$r_R = 2m\omega_S^2 k_0^2 \frac{\rho R \lambda}{p \Delta} k_r;$ $k_r = [(1 + \varepsilon k_a)^2 + (\varepsilon k_p)^2] / k_p;$ $k_r = f(\varepsilon, \lambda, M),$ где $\lambda = 2l_S / \tau$; M — учитывает влияние лобовых частей ротора на распределение тока в центральной части на длине $l'_R = l_S$; $\varepsilon = \mu_0 \gamma \omega \Delta_1 [\tau / (\delta \pi)]$	Учитывает влияние краевого эффекта при сложной конфигурации лобовых частей и дна. Даются критерийные зависимости, существенно облегчающие расчет $k_r = f(\varepsilon, \lambda, M)$ и $\operatorname{tg} \varphi = \frac{k_r}{k_x}$ (предложен В. П. Кирюхиным)	При сложной конфигурации ротора (два доншика, дно посередине, фигурная форма и др.) и для плоских машин [30]

Примечание. Δ , l_S , D — в см, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Ом·с/см.

ревого тока. Эти гипотезы не обеспечивали достаточной точности при расчете сопротивления r_R , особенно большие расхождения получались при малой длине краев ротора.

Анализ результатов наиболее важных аналитических исследований произведен в табл. 3.1, где сформулированы идея каждого из методов, принятые допущения, приводятся расчетные формулы для нахождения сопротивления ротора, рассматриваются достоинства и недостатки методов и даются рекомендации по их применению.

Впервые распределение вихревых токов аналитическим путем для сплошного ферромагнитного ротора было найдено И. С. Бруком в 1928—1929 гг. В

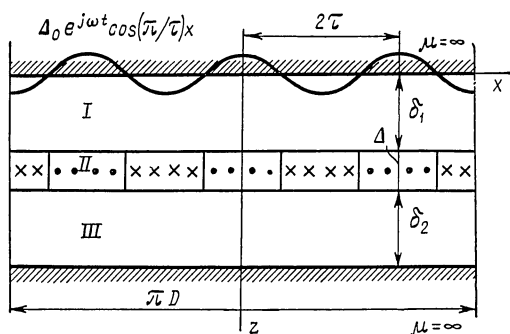


Рис. 3.1. Развертка машины с полым ротором

1946 г. эта задача применительно к двигателям с немагнитным полым ротором без учета влияния краев ротора была решена автором [4]. Здесь рассматривалась плоская система (рис. 3.1) и вначале считалось, что волна тока статора стоячая. Система разбивалась на три области: I и III — области воздушных зазоров δ_1 и δ_2 ; II — область, занятая током ротора. Для обобщения

поля в токовой и бестоковой областях вводился векторный потенциал. Записывались уравнения Максвелла для каждой области, а затем уравнения Лапласа для бестоковых областей и Пуассона — для области II, занятой вихревыми токами. Из решения этих уравнений был найден векторный потенциал для каждой области, а затем их поля и плотность вихревого тока. Активные потери в роторе определялись как действительная часть вектора Пойтинга. От выражений, полученных для стоячей волны, был сделан переход к бегущей волне — вращающемуся полю. По потерям и приведенному току в роторе определялось его активное сопротивление r_R , приведенное к числу фаз и витков обмотки статора (табл. 3.1).

Полученная формула для r_R позволила оценить увеличение сопротивления ротора для любой частоты из-за эффекта вытеснения тока по толщине Δ стенки цилиндра.

Коэффициент, характеризующий изменение плотности тока по толщине стенки цилиндра,

$$k_1 = \sqrt{[\operatorname{ch} 2\varphi(Z - \delta_1 - \Delta) + \cos 2\psi(Z - 2\delta_1 - \Delta)]/2}. \quad (3.1)$$

Расчеты, проведенные по (3.1), показывают, что плотность вихревых токов в роторе для всех практических случаев можно считать

одинаковой по толщине. Так, например, для частоты $f=500$ Гц и цилиндров толщиной $\Delta \leq 1$ мм наибольшая разность плотностей токов составляет несколько процентов.

При неизменной плотности тока по толщине ротора радиальную составляющую напряженности магнитного поля можно считать постоянной во всем зазоре ($\delta_1 + \Delta + \delta_2$). Рассеяние в зазоре ничтожно мало. Сопротивление ротора увеличивается более резко при малых торцовых поверхностях ротора, что особенно сказывается в роторе без дна.

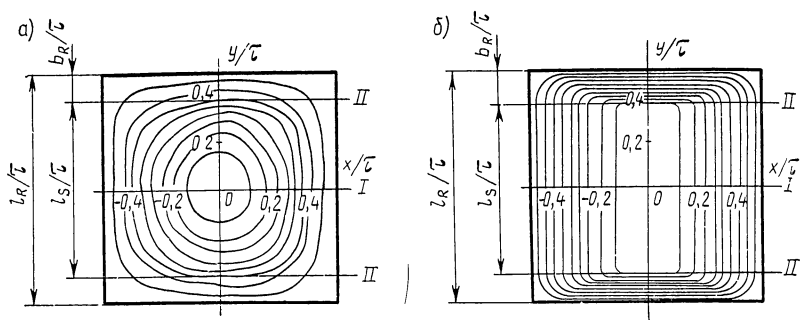


Рис. 3.2. Распределение вихревого тока в полном роторе для случаев.

$$a - a^2 \ll \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2, \quad b - a^2 \gg \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2$$

Логическим продолжением и развитием этих исследований явилась работа И. А. Вевюрко, где плотность вихревого тока по толщине цилиндра и радиальная составляющая напряженности магнитного поля принимаются постоянными на основе [4]. Полевая задача решается для ротора ограниченной длины с учетом его массивного дна как сверхпроводящей области (толщина дна обычно значительно больше толщины стенки цилиндра).

Магнитное поле в зазоре и поле роторных токов неравномерно распределены вдоль длины машины и зависят от параметра $a^2 = \Delta \gamma_R \omega \mu_0 / \delta'$. Сопротивление полого ротора зависит от распределения вихревого тока, а последнее изменяется от параметра a^2 , соотношения размеров l_S/τ и b_R/τ и частоты вращения ротора.

На рис. 3.2 показано распределение вихревого тока в роторе для двух предельных случаев, когда частота тока мала, $\omega \rightarrow 0(a)$; $a^2 \ll (\pi/\tau)^2$ и когда частота тока велика, $\omega \rightarrow \infty$; $a^2 \gg (\pi/\tau)^2$ (б).

Увеличение приведенного активного сопротивления ротора конечной длины из-за краевого эффекта по сравнению с идеальным бесконечно длинным показывает комплексный коэффициент k_z , найденный при решении уравнения поля. Его величина зависит от соотношения размеров, проводимости материала, частот вращения ротора и сети. В общем случае формула для k_z весьма громоздка, обычно на практике можно ограничиться тремя частными случаями:

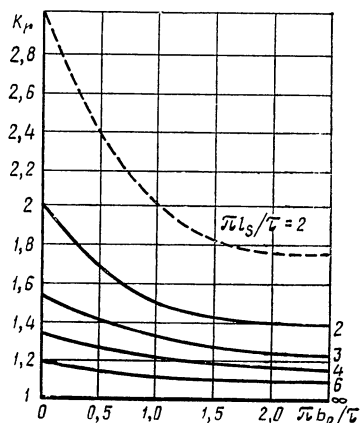


Рис. 3.3. Зависимость $k_r = f(\pi b_R/\tau)$ при $\pi l_s/\tau = \text{const}$:
— для ротора с дном; — — — для ротора без дна ($\pi l_s/\tau = 2$)

1) когда дно ротора близко к стали статора (вылет ротора со стороны дна C_R мал). Этот случай имеет место в машинах с расположением обмоток возбуждения и управления на внешнем статоре. Когда $A \rightarrow 0$, т. е. скольжение $s \rightarrow 0$ или $a^2\tau^2/\pi^2 \gg 0$ (при малых значениях проводимости γ_R), формула для k_z значительно упрощается (см. табл. 3.1). В этом случае сопротивление ротора чисто активное, коэффициент $k_z = k_r$ и зависит главным образом от l_s/τ , в меньшей степени от b_R/τ (рис. 3.3). Для машин сравнительно длинных с большим вылетом ротора влияние краевого эффекта невелико. Если $A \gg 1$ (когда f , v и γ_R велики), то

$$k_{z1} = k_{z2} = k_r = 1 + 1 / \left(\frac{\pi \cdot l_s}{\tau} \operatorname{th} \frac{\pi b_R}{\tau} \right);$$

2) когда ротор не имеет дна, то в формулах для k_z надо l_s заменить на $l_s/2$ (например, в машине с ферромагнитным омедненным ротором без дна). На рис. 3.3 приведена пунктиром зависимость $k_r = f\left(\frac{\pi b_R}{\tau}\right)$ для ротора без дна с одинаковыми вылетами и $\pi l_s/\tau = 2$. Она показывает, что дно заметно улучшает распределение вихревого тока в роторе;

3) когда дно ротора близко к стали статора, а длина ротора стремится к бесконечности распределение тока в роторе соответствует идеальному случаю: $k_{z1} = k_{z2} = k_r = 1$.

§ 3.2 Особенности определения параметров в исполнительных двигателях с ферромагнитными роторами

Протекание электромагнитных процессов в ИД с ферромагнитными роторами осложняется влиянием насыщения и вытеснения вихревого тока в тонкий поверхностный слой. Если ротор омеднен, то для расчета сопротивления покрытия z_{RMy} можно использовать те же формулы, что для полого немагнитного ротора. Практически можно считать $z_{RMy} = r_{RMy}/s$, так как сопротивление рассеяния ($x_{RMy} = 0$). При расчете сопротивления взаимоиндукции полный зазор складывается из воздушного зазора между статором и ротором δ_1 и толщины медного слоя.

В табл. 3.2 приведены формулы для расчета приведенного сопротивления ферромагнитного ротора.

Т а б л и ц а 3.2. Формулы для расчета приведенного сопротивления ферромагнитного ротора (без покрытия и с покрытием)

Параметры	Формулы
Глубина проникновения электромагнитной волны	$\Delta_c = 1 / \sqrt{\pi f s \mu_0 \mu_{\text{ст}}}$, где $\mu_0 = 0,4\pi \cdot 10^{-8}$ Ом·с/см
Приведенные эквивалентные активное и индуктивное сопротивления цепи полого ферромагнитного ротора при $s=1$	$r_{c.y} = 1,4 k_{rc} \frac{4m\omega_s^2 k_0^2 \rho_c l s}{\pi D \Delta_c};$ $x_{c.y} = 0,6 r_{c.y}; \quad r_{Rc.y} = r_{c.y} \sqrt{s};$ $x_{Rc.y} = x_{c.y} / \sqrt{s}$
Коэффициент увеличения активного сопротивления ферромагнитного ротора за счет краевого эффекта	$k_{rc} = 1 + (2/\pi) (\tau/l_s)$
Эквивалентное сопротивление цепи ротора при $\mu = \text{const}$	$Z_{Rc.y} = \frac{r_{Rc.y}}{s} + jx_{Rc.y} = r_{c.y}/\sqrt{s} + jx_{c.y}/\sqrt{s}$
Эквивалентное сопротивление цепи ферромагнитного омедненного ротора	$Z_{R\text{э}.y} = Z_{Rmy} Z_{Rc.y} / (Z_{Rmy} + Z_{Rc.y});$ $Z_{Rmy} = r_{Rmy}/s + jx_{Rmy}$

Схемы замещения фазы управления для машин с полым ферромагнитным ротором с покрытием и без него показаны на рис. 3.4.

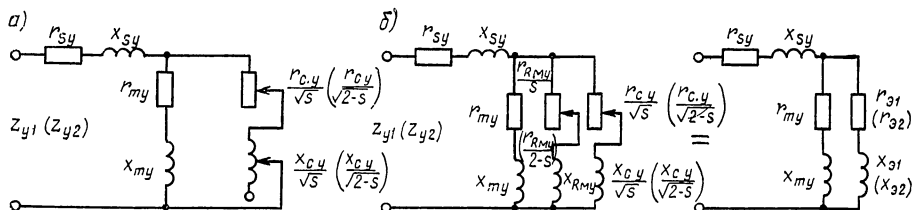


Рис. 3.4. Схемы замещения фазы управления прямой (обратной) последовательности для машин с полым ферромагнитным ротором:
а — без покрытия; **б** — с немагнитным покрытием

При определении эквивалентного приведенного сопротивления полого ферромагнитного ротора наибольшие трудности вызывает нахождение магнитной проницаемости материала ротора, от которой зависят глубина проникновения электромагнитной волны, толщина поверхностного слоя Δ_s , в которой выделяется 95% всей энергии ротора. Магнитную проницаемость находят по основной кривой намагничивания по действующему значению напряженности магнитного поля на поверхности ротора. Напряженность поля в свою очередь меняется в зависимости от скольжения s (режима работы) и эквивалентного тока в роторе, поэтому при ее определении используют метод последовательного приближения.

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ
АСИНХРОННЫХ
ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ
МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ
С ЗАДАНЫМИ
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

ГЛАВА 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ
НА ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

§ 4.1

Принципы параметрического метода расчета
и направления его развития

Основной задачей при проектировании асинхронных ИД является обеспечение оптимального комплекса показателей функционирования. К ним прежде всего относятся: *быстродействие* — малая электромеханическая постоянная времени, *заданная линейность механической и регулировочной характеристик*, *высокая чувствительность* — малое относительное напряжение трогания, *отсутствие самохода*, *малая мощность управления* и др.

Поскольку энергетические показатели (КПД и $\cos \varphi$) не являются главными критериями оптимальности ИД, традиционный «энергетический» метод проектирования, основанный на выборе электромагнитных нагрузок и энергетического коэффициента полезного действия $\eta \cdot \cos \varphi$, должен уступить место новому методу, условно названному *параметрическим*. Он позволяет проектировать машину путем синтеза, обеспечивая получение заданных характеристик выбором в самом начале расчета оптимальных параметров схемы замещения.

Идеи параметрического метода проектирования управляемых асинхронных микромашин зародились в МЭИ [4] и получили дальнейшее развитие путем анализа двух групп зависимостей: 1) относительных параметров схемы замещения машины от ее геометрии, свойств применяемых материалов, типа обмоток; 2) выходных показателей и свойств от относительных параметров.

Первая группа зависимостей представлена в виде аналитических выражений и построенных по ним графиков; вторая — с помощью математического моделирования и планирования эксперимента. Специальные исследования потребовались для постановки и

решения общих и частных задач проектирования параметрическим методом, связанным с получением в ИД минимальной постоянной времени, учетом влияния на его выходные характеристики предвключенных элементов и, в частности, полупроводникового усилителя, сравнением ИД с разными типами роторов, выбором схемы включения, способа управления, конструкции ротора.

В последнее время разрабатывались алгоритмы и программы проверочных и оптимизационных расчетов ИД на ЭВМ [17], изучались статические и динамические свойства ИД путем моделирования двигателей на АВМ.

Параметрический метод оказался результативным и при проектировании неуправляемых асинхронных микродвигателей [6]. Он широко применяется для синтеза статических и динамических характеристик электрических машин малой и средней мощности общего и специального назначения разных типов.

Рассмотрим основные идеи параметрического метода и последовательность расчета ИД. Проектный расчет исполнительных двигателей начинается с целенаправленного выбора относительных параметров схемы замещения: индуктивного сопротивления, соответствующего главному потоку в воздушном зазоре ξ_m ; активного r_s и индуктивного ξ_s сопротивлений обмотки статора, обеспечивающих требуемые характеристики и свойства машины. Так как отдельные требования могут быть противоречивы, то для определения наиболее благоприятного комплекса свойств ИД необходимо выявить главные из них по условиям применения в каждом конкретном случае.

Для выбора оптимальных параметров используются заранее найденные зависимости выходных характеристик от относительных параметров схемы замещения (см. § 4.3—4.5). Зависимости получены для двух схем включения ИД: 1) с конденсатором в цепи возбуждения; 2) при сдвиге напряжений $\dot{U}_b$ и $\dot{U}_y$ схемой при различном характере поля в машине (круговом и эллиптическом). Это позволяет выявить в начале расчета характер поля, обусловленный заданными требованиями, и обоснованно выбрать схему включения.

Одной из особенностей параметрического метода проектирования является возможность без дополнительных расчетов с помощью указанных выше зависимостей проанализировать степень влияния изменения отдельных параметров на те или иные технические показатели машины. Такой анализ занимает мало времени и позволяет выбрать оптимальные параметры, всесторонне учитывающие требования проектного задания. Иногда эти требования могут быть невыполнимыми или несовместимыми, что выявляется при предварительном исследовании, которое поможет найти приемлемое решение или обоснованно скорректировать проектное задание.

Следует по возможности стремиться спроектировать машину для работы при круговом поле во время пуска, так как при этом улучшаются энергетические показатели и уменьшаются размеры маши-

ны. Однако это не всегда удается, особенно при жестких требованиях к линейности выходных характеристик и ограничении мощности управления.

Принципы параметрического расчета хорошо иллюстрирует схема (рис. 4.1), где в качестве примера рассмотрена последовательность поискового проектного расчета ИД с конденсатором в цепи возбуждения с полым немагнитным ротором, у которого задана требуемая механическая характеристика $m=f(v)$ и ограничена мощность управления при пуске $P_{у.к} \leq P_{у.к \text{ доп}}$. Если заданы другие характеристики или отдельные показатели, схема расчета принципиально не меняется.

В центральной части схемы показаны основные этапы расчета. Вначале в большинстве случаев целесообразно вести расчет при круговом поле при пуске (правая часть схемы), и только если не удастся выполнить требования по линейности механической характеристики или мощности управления ($P_{у.к \text{ доп}}$), то следует переходить к расчету при эллиптическом поле (левая часть схемы).

Для ИД с ротором типа «беличья клетка» при выборе основных размеров сопротивление рассеяния ротора учитывается в относительных параметрах ξ'_m , ρ'_s , ξ'_s преобразованной схемы замещения (см. § 4.2). После определения геометрии листа ротора рассчитывается относительное сопротивление рассеяния ротора ξ_R и, если требуется, уточняются исходные параметры.

Проектный расчет ИД подразделяется на несколько этапов.

1. Выбор оптимальных относительных параметров ξ_m , ρ_s и ξ_s и определение основных размеров: внутреннего D и наружного $D_n = D/k_D$ диаметров статора, длин пакета статора l_s и ротора l_R , наружных размеров машины.

При выборе оптимальных относительных параметров используются кривые Δm , k_m , v_n , v_x , $p_{у.к} = f(\xi_m, \rho_s, \xi_s)$ (см. § 4.3), а также учитывается критерий отсутствия самохода и рекомендации § 5.1. С помощью формул табл. 4.1, связывающих относительные параметры с размерами машины, проверяется выполнимость оптимальных параметров и находятся главные размеры. Выбирается тип обмотки, число пазов на статоре Z_s (для ИДК и число пазов на роторе Z_R по табл. 7.2), воздушный зазор δ (для ИДП и толщина полюса ротора Δ). Проверяется электромеханическая постоянная времени T_m , мощность управления $P_{у.к}$, удельный пусковой момент μ_k , коэффициент использования η_k . В заключение проверяется допустимая тепловая нагрузка σ_s , Вт/см², с учетом размещения двигателя, условий теплоотдачи, режима работы и допустимого превышения температуры обмотки для выбранного класса нагревостойкости изоляции.

2. Предварительное уточнение относительных параметров по выбранным размерам машины и определение приведенного активного сопротивления ротора по заданному пусковому моменту.

3. Расчет обмоток и окончательное уточнение параметров включает в себя определение числа витков обмотки управления w_y по

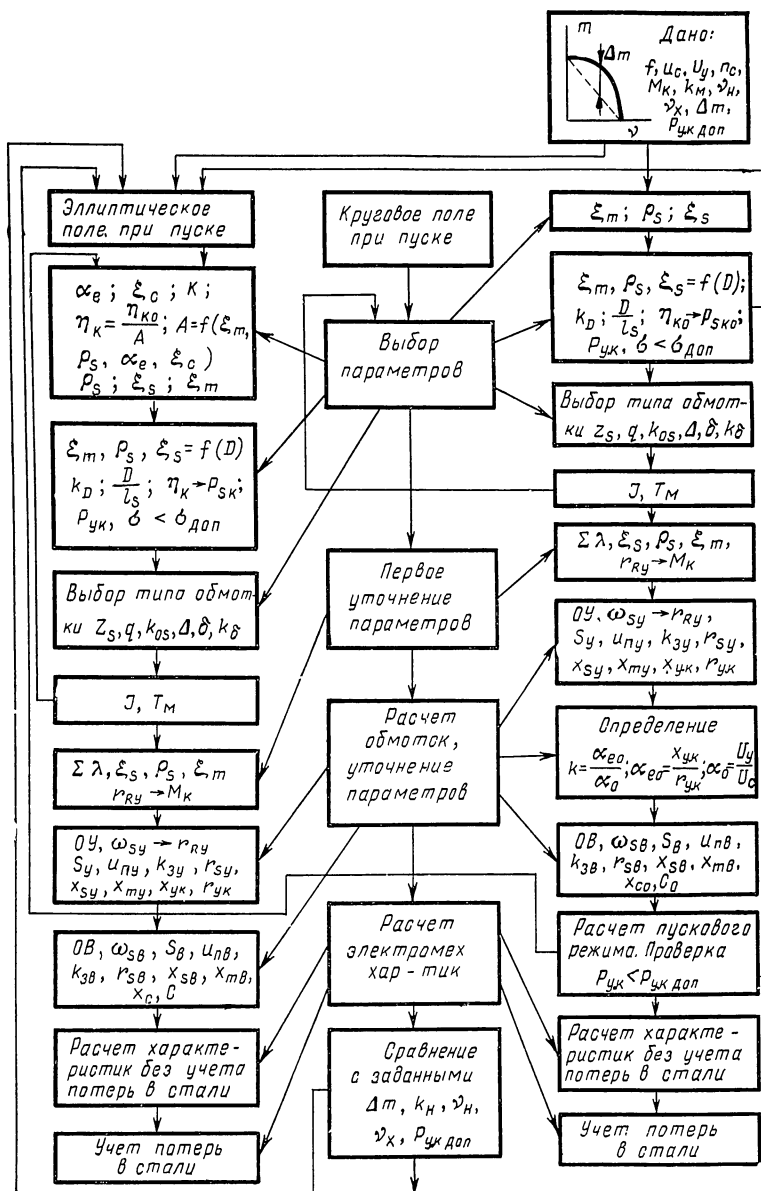


Рис. 4.1. Схема расчета конденсаторного ИД параметрическим методом

Т а б л и ц а 4.1. Расчет параметров схемы замещения ИДП и ИДК

Параметр	Тип ротора	
	полый немагнитный	«беличья клетка»
ξ_m	$1,97 \frac{f}{k_r \rho_R} \frac{\Delta}{\delta'} \frac{D^2}{p^2} \cdot 10^{-6}$	$0,493 \frac{f}{\rho_R} \frac{k_{oR}^2}{k_R} k_{иR} \frac{k_l D^3}{\delta' p^2} \cdot 10^{-6}$
ρ_s	$4 \cdot \frac{\rho_m}{\rho_R k_o^2 k_r} \frac{\Delta k_s}{k_{иk_{з.г}} D \left(\frac{1}{k_D^2} - 1 \right)}$	$\frac{\rho_m k_{oR}^2 k_s k_l k_{иR}}{\rho_R k_o^2 k_R k_{иk_{з.г}} \left(\frac{1}{k_D^2} - 1 \right)}$
ξ_s	$24,8 \cdot \frac{f}{\rho_R k_o^2 k_r} \frac{D \Delta}{Z_s} \sum \lambda_s \cdot 10^{-6}$	$6,2 \frac{k_{oR}^2 k_l k_{иR} D^2 f}{\rho_R k_o^2 k_R Z_s} \sum \lambda_s \cdot 10^{-6}$
ξ_R	—	$6,2 \frac{f}{\rho_R} \frac{k_{иR}}{k_R} \frac{D^2}{Z_R} \sum \lambda_R \cdot 10^{-6}$
r_R	$4 \cdot 10^{-3} \cdot m (\omega_s k_o)^2 \rho_R \frac{l_s}{\pi D \Delta} k_r$	$16 \cdot 10^{-3} m (\omega_s k_o)^2 \frac{\rho_R l_R k_R}{\pi D^2 k_{иR} k_o^2 R}$

Примечания: 1. Все размеры в формулах в мм, а ρ_m, ρ_R в мкОм·м. 2. Коэффициенты 1,97 и 0,493 иногда округляются до 2 и 0,5. 3. $\delta' = \delta k_o k_\mu$; $k_{\delta S} =$

$$= \frac{5 + b_{ш}/\delta}{5 + \frac{b_{ш}}{\delta} \left(\frac{t_{ZS} - b_{ш}}{t_{ZS}} \right)}; \text{ для ИДК } k_{\delta R} = \frac{5 + b_{шR}/\delta}{5 + \frac{b_{шR}}{\delta} \left(\frac{t_{ZR} - b_{шR}}{t_{ZR}} \right)} \text{ и } k_\delta = k_{\delta S} k_{\delta R}.$$

значению активного сопротивления ротора r_{Ry} ; выбор коэффициента трансформации, эффективного коэффициента сигнала, емкости, размещение обмоток статора в пазу; расчет пускового режима. В случае эллиптического поля при пуске эффективный коэффициент сигнала α_e выбирается в самом начале расчета.

4. Расчет электромеханических характеристик начинается без учета потерь в стали. Если основные параметры удовлетворяют поставленным требованиям, то производится окончательный расчет с учетом потерь в стали.

Относительные параметры ИД играют важную роль при проектировании машин. Они удобны для исследования и сравнения двигателей разной мощности, отличающихся по частоте вращения, напряжению, конструктивному исполнению. Выбор оптимальных значений параметров путем исследования их влияния на выходные характеристики и изучения зависимостей самих параметров от геометрии машин, ее размеров, свойств применяемых материалов и типа обмотки позволяет ставить и решать задачи синтеза ИД с заданными свойствами (см. гл. 5). При нормировании параметров в качестве базовой величины выбирается одно из главных сопротивлений, от которого зависит электромеханическое преобразование энергии в двигателе. Такими сопротивлениями схемы замещения ИД являются приведенные к обмоточным данным одной из фаз статора активное сопротивление ротора r_R или индуктивное сопротивление x_m , обусловленное потоком в воздушном зазоре. Их отношение — относительное сопротивление взаимоиנדукции $\xi_m = x_m/r_R$ — характеризует процесс преобразования энергии в машине. Если сопротивление обмотки статора $r_S = x_S = 0$, отсутствуют потери в стали ($r_m = 0$) и сопротивление рассеяния ротора ($x_R = 0$), а сопротивление взаимоиנדукции, характеризующее электромагнитную связь между обмотками x_m , стремится к бесконечности ($x_m \rightarrow \infty$), то вся электрическая энергия, подводимая к двигателю, передается электромагнитным путем на ротор и такой двигатель называется идеальным. Сопротивления r_S , x_S , x_R непосредственно участия в преобразовании энергии не принимают. Они являются «неизбежным злом» и оказывают определенное влияние на выходные характеристики ИД. Сопротивление r_m , эквивалентное потерям в стали, в начале расчета принимается равным нулю, а в дальнейшем учитывается при окончательном расчете характеристик.

Выбор базового сопротивления для нормирования параметров схемы замещения. В качестве базового сопротивления принимаем активное сопротивление ротора r_R , приведенное к обмоточным данным фазы управления. Такой выбор имеет то преимущество, что от r_R зависят свойства всех управляемых асинхронных микромашин (исполнительных двигателей, датчиков момента, тахогенераторов) и этот параметр определяет идеальную асинхронную машину. Кроме того, выбор r_R в качестве базовой величины удобен для математического моделирования машины на расчетном столе переменного тока, так как позволяет заранее выбрать значение r_R на модели и разбить его на необходимое число частей в соответствии со значениями скольжения (r_R/s , $r_R/(2-s)$).

Недостаток базовой величины r_R — ее зависимость от изменения свойств материала и температуры. Однако у двигателей обычно в качестве материала ротора используется алюминий или его сплавы, и допустимая температура обмоток статора (или превышение тем-

пературы) при проектировании задается в техническом задании.

В качестве исходных относительных параметров схемы замещения ИД вводятся: $\xi_m = x_m/r_R$; $\rho_s = r_s/r_R$; $\xi_s = x_s/r_R$, в конденсаторном ИД добавляется еще параметр: $\xi_c = x_c/(k^2 r_R)$.

Для ИД с ротором типа «беличья клетка», где надо учитывать влияние индуктивного сопротивления ротора x_R , используется преобразованная схема замещения, в которой объединены сопротивления рассеяния статора и ротора (см. рис. 1.7). При этом используется коэффициент приведения $c' = 1 + x_R/x_m$. Сопротивления преобразованной схемы замещения в абсолютных и относительных единицах:

$$r'_R = r_R/(c')^2; \quad x'_m = x_m/c'; \quad x'_s = x_s + x_R/c';$$

$$\xi'_m = \xi_m c'; \quad \rho'_s = \rho_s (c')^2; \quad \xi'_s = \xi_s (c')^2 + \xi_R c'; \quad \xi'_c = \xi_c (c')^2.$$

Расчетные формулы для определения относительных параметров схемы замещения машины и их анализ. При выводе формул для расчета относительных параметров (табл. 4.1) вводятся конструктивные коэффициенты, характеризующие геометрию машины:

отношение внутреннего и наружного диаметра листа статора

$$k_D = D/D_n;$$

отношение длины пакета статора к его внутреннему диаметру и к длине пакета ротора

$$k_{lS} = l_S/D, \quad k_l = l_S/l_R;$$

относительная площадь пазов статора и ротора (коэффициенты использования листов статора и ротора)

$$k_n = \frac{4Z_S S_{пS}}{\pi D^2 (1/k_D^2 - 1)}, \quad k_{nR} = \frac{4Z_R S_{пR}}{\pi D^2},$$

где $S_{пS}$, $S_{пR}$, Z_S , Z_R — соответственно площади и числа пазов статора и ротора;

заполнение паза статора чистой медью $k_{3,r} = 2S_{Sawsm}/(S_{пS}Z_S)$, где w_s — число последовательных витков в фазе; a — число параллельных ветвей; S_s — площадь сечения провода (без изоляции);

длину лобовых частей обмотки статора

$$k_s = 1 + k_n \beta \pi / (2 p k_{lS}), \quad k_n = l_n / (\beta \tau),$$

где $\beta = y/\tau$ — укорочение шага обмотки статора; l_n — средняя длина лобовой части (односторонняя); k_n — коэффициент, принимаемый равным 1,7. В самых малых машинах при определении l_n вместо τ берут $\tau_{cp} = \pi(D + D_n)/4p$;

влияние короткозамыкающих колец на сопротивление ротора

(в ИДК):

$$k_R = 1 + \frac{r_{\text{колен}}}{r_{\text{стержн}}} \frac{1}{2 \sin^2(\pi p / Z_R)} \approx 1 + \frac{D k_l D_{\text{к.з}} k_{\text{и}R}}{8 k_{lS} p^2 S_{\text{к.з}}},$$

где $D_{\text{кз}}$, $S_{\text{кз}}$ — средние диаметр и площадь сечения короткозамыкающего кольца.

Все формулы для расчета параметров ИД с полым ротором и ротором типа «белочья клетка» сведены в табл. 4.1. Формулы для расчета обмоточных коэффициентов статора k_o и ротора k_{oR} даны в § 7.2, а для коэффициента увеличения сопротивления полого ротора из-за краевого эффекта — в табл. 3.1.

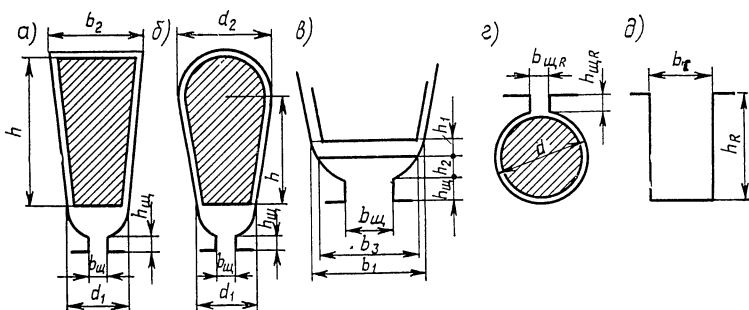


Рис. 4.2. Пазы статора и ротора и расположение обмоток в пазах

При выводе расчетных формул для определения суммарного коэффициента магнитной проводимости рассеяния обмотки статора использовались коэффициенты, характеризующие:

а) рассеяние части паза, занятой обмоткой, для полуовального паза (рис. 4.2, а) $c_S = 2h / [3(d_1 + b_2)]$, для овального паза (рис. 4.2, б) $c_S = 0,078 + 2h / [3(d_1 + d_2)]$;

б) уменьшение проводимости пазового рассеяния из-за укорочения шага обмотки для двухфазной двухслойной обмотки с зоной 90° : $k_R = 0,25 + 0,75\beta$, $k_{R1} = \beta$; для однослойной обмотки $k_R = k_{R1} = 1$;

в) рассеяние части паза, не занятой обмоткой для полуовального и овального пазов (рис. 4.2, а, б): $\lambda_{\text{п1S}} = 0,785 + h_{\text{щ}}/b_{\text{щ}}$, для полуовального паза при радиусе округления, меньшем $0,4b_1$ (рис. 4.2, в), $\lambda_{\text{п1S}} = 2h_1/(d_1 + b_3) + 2h_2/(b_3 + b_{\text{щ}}) + h_{\text{щ}}/b_{\text{щ}}$;

г) лобовое рассеяние $c_{\text{лS}}$ (для ИДП при двухслойной обмотке $c_{\text{лS}} = 0,14$, однослойной — $c_{\text{лS}} = 0,2$; для ИДК при двухслойной обмотке $c_{\text{лS}} = 0,25$, однослойной — $c_{\text{лS}} = 0,35$);

д) магнитную проводимость ξ_{oS} дифференциального рассеяния для ИДК. Коэффициент ξ_{oS} при расчетах на ЭВМ рассчитывается по формулам, разработанным во ВНИИЭМ. Он меняется в сравнительно узких пределах $\xi_{oS} = 0,6 \div 0,7$.

Суммарный коэффициент магнитной проводимости для ИДП

$$\sum \lambda_S = c_S k_\beta + \lambda_{\pi 1 S} k_{\beta 1} + c_{\lambda S} \beta Z_S / (p^2 k_{1S}) + (5\delta/b_{\text{ш}S}) / (5 + 4\delta/b_{\text{ш}}),$$

где последний член — коэффициент проводимости дифференциального рассеяния.

Для ИДК с «беличьей клеткой»

$$\sum \lambda_S = c_S k_\beta + \lambda_{\pi 1 S} k_{\beta 1} + \frac{c_{\lambda S} \beta Z_S}{p^2 k_{1S}} + \frac{0,264 D \xi_{\delta S}}{Z_S \delta k_\delta}.$$

Аналогично суммарный коэффициент магнитной проводимости рассеяния «беличьей клетки» ротора

$$\sum \lambda_R = c_R + \lambda_{\pi 1 R} + \frac{c_{\lambda R} Z_R}{p^2 k_{1S}} + \frac{0,264 D}{Z_R \delta k_\delta} \left(\xi_{\delta R} + \frac{\beta_{\text{ск}}^2}{k_\mu} k_l \right).$$

При расчете $\sum \lambda_R$ используются коэффициенты, характеризующие: пазовое рассеяние для прямоугольного паза (рис. 4.2, δ): $c_R = h_R / 3b_R$, $\lambda_{\pi 1 R} = 0$ и для круглого паза (рис. 4.2, z):

$$c_R = 0; \quad \lambda_{\pi 1 R} = (0,785 - b_{\text{ш}R} / 2d + h_{\text{ш}R} / b_{\text{ш}R});$$

лобовое l рассеяние: $c_{\lambda R} = 0,074 (D_{\text{кз}} / D) \lg \{ (4,7 D_{\text{кз}}) / [2(a + b)] \}$, где $D_{\text{кз}}$, a , b — соответственно средний диаметр и размеры сечения кольца;

дифференциальное рассеяние: $(\xi_{\delta R} + \beta_{\text{ск}}^2 k_l / k_\mu)$. При $Z_R / 2p < 5$ коэффициент

$$\xi_{\delta R} = 1 + \frac{1}{5} \frac{\pi p}{Z_R} - \frac{\Delta_Z}{1 - (p/Z_R)^2},$$

где величина Δ_Z (рис. 4.3) зависит от отношений ширины пазовой щели к зубцовому делению $b_{\text{ш}R} / t_R$ и к величине воздушного зазора $b_{\text{ш}R} / \delta$ (в первом приближении можно принимать $\xi_{\delta R} = 1$); влияние скоса пазов ротора учитывается коэффициентом $\beta_{\text{ск}} = b_{\text{ск}} / t_R$, а влияние насыщения — коэффициентом насыщения k_μ .

При предварительных расчетах проводимостей рассеяния обмоток статора и ротора можно использовать приближенные выражения, основанные на усреднении вышеприведенных коэффициентов по данным большого числа выполненных машин. Для ИД с полым немагнитным ротором для двухслойных обмоток статора

$$\sum \lambda_S = [0,05 k_\beta + 0,14 \beta / (p^2 k_{1S})] Z_S + \beta + 0,35,$$

для однослойных обмоток статора

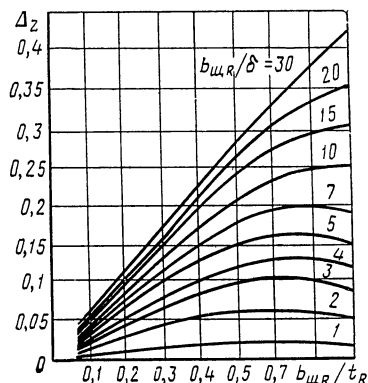
$$\sum \lambda_S = [0,05 + 0,2 / (p^2 k_{1S})] Z_S + 1,35.$$

Для ИД с ротором типа «беличья клетка» для двухслойных обмоток статора

$$\frac{\Sigma \lambda_s}{Z_s} = 0,06 k_p + \frac{1,23}{Z_s} + \frac{0,253}{p^2 k_{IS}} + \frac{0,185 D}{Z_s^2 \delta k_\delta};$$

для однослойных обмоток статора

$$\frac{\Sigma \lambda_s}{Z_s} = 0,06 + \frac{1,2}{Z_s} + \frac{0,35}{p^2 k_{IS}} + \frac{0,185 D}{Z_s^2 \delta k_\delta};$$



для «беличьей клетки» с прямоугольными открытыми пазами

$$\frac{\Sigma \lambda_R}{Z_R} = 0,02 + \frac{0,05}{p^2 k_{IS}} + \frac{0,264 D}{Z_R^2 \delta k_\delta} (1 + 0,8 \beta_{ск}^2);$$

для «беличьей клетки» с круглыми пазами

$$\frac{\Sigma \lambda_R}{Z_R} = \frac{1,2}{Z_R} + \frac{0,05}{p^2 k_{IS}} + \frac{0,264 D}{Z_R^2 \delta k_\delta} (1 + 0,8 \beta_{ск}^2).$$

Рис. 4.3. Зависимость $\Delta z = f(b_{щР}/\tau_R)$ при $b_{щР}/\delta = \text{const}$

Из формул табл. 4.1 выявляется связь относительных параметров схемы замещения с конструктивными коэффициентами, харак-

Таблица 4.2. Анализ факторов, влияющих на величину относительных параметров схемы замещения ИД

Параметр	Основные факторы		Диапазон изменения параметров	
	для ИДП	для ИДК	для ИДП	для ИДК
ξ_m	$D, p, \Delta/\delta', \rho_R$	$D, p, \delta', k_{нР}/(\rho_R k_R)$	0,18...1,4	0,35...0,9
ρ_s	$\rho_m/\rho_R, k_n, k_D, m, k_{IS}, \Delta/D, p, \beta$	$\rho_m/\rho_R, k_{нР}/k_n, k_D, m, k_{IS}, \beta$	0,04...0,27	0,04...0,35
ξ_s	$D, Z_s, \rho_R, \Delta, f, m$	$D, Z_R, k_{нР}/(\rho_R k_R), \delta, f$	0,07...0,5	0,16...0,3
ξ_R	—	$D, Z_R, k_{нР}/(\rho_R k_R), \delta, f, \beta_{ск}$	—	0,1...0,3

теризующими геометрию машины, основными размерами, свойствами использованных материалов и типами обмотки. В табл. 4.2 показаны основные факторы, влияющие на относительные параметры ИДП и ИДК, и приведен диапазон их изменения по данным выпускаемых машин для двигателей с различными типами роторов.

Влияние числа фаз m на параметры ρ_s и ξ_s обусловлено изменением обмоточного коэффициента и коэффициента рассеяния.

§ 4.3 Исследование влияния параметров на выходные характеристики исполнительных двигателей методами математического моделирования

Зависимости выходных показателей ИД от относительных параметров схемы замещения, необходимые для синтеза машины с заданными свойствами, частично можно найти из формул (см. гл. 2), а также путем моделирования ИД на расчетном столе переменного тока [4] или на ЭВМ. Они могут быть представлены в виде кривых, что удобно для ручных поисковых расчетов. Для проектных расчетов ИД на ЭВМ эти зависимости целесообразно обобщать с помощью методов планирования эксперимента (ПЭ) в виде полиномов (см. § 4.4). Наиболее сложным является исследование выходных показателей для конденсаторных двигателей.

Результаты исследования выходных характеристик ИД. Исследование выходных показателей ИД от относительных параметров схемы замещения производилось при их изменении в широких пределах: $\xi_m = 0,25 \div 2$; $\rho_s = 0,1 \div 0,4$; $\xi_s = 0,1 \div 0,6$. Для ИД с конденсатором в обмотке возбуждения (конденсаторного ИД) относительное емкостное сопротивление ξ_c определялось из условий кругового поля при пуске, максимума пускового момента, резонанса напряжения. Варьировались также скольжение и напряжение управления (коэффициент сигнала). Определялись зависимости выходных характеристик от исходных относительных параметров схемы замещения. Были найдены нелинейность механической характеристики Δm , кратность пускового момента k_m , относительные частоты вращения при холостом ходе v_x и номинальная v_n (при максимуме полезной мощности), зона линейного регулирования частоты вращения Δa в зависимости от параметров ξ_m , ρ_s , ξ_s при различных значениях эффективного коэффициента сигнала. Проведем анализ полученных зависимостей для двух схем включения ИД (рис. 4.4—4.11).

Относительные частоты вращения v_x и v_n . Для конденсаторного ИД (рис. 4.4). При круговом поле в режиме пуска частоты вращения при холостом ходе v_x и номинальная v_n изменяются в зависимости от ξ_m в сравнительно узких пределах, особенно v_n , среднее значение которой можно принять 0,55.

Увеличение ξ_s при $\rho_s = \text{const}$ практически не влияет на v_x и v_n для ξ_{co} и ξ_{cm} , а для резонансной емкости ξ_{cr} эти параметры не-

сколько снижаются при малых значениях ξ_s . С увеличением емкости в цепи возбуждения и уменьшением коэффициента сигнала α_e частоты вращения ν_x и ν_n уменьшаются, так как увеличивается тормозной момент из-за возрастания эллиптичности поля. С уменьшением относительного сопротивления обмотки статора $\rho_s = \xi_s$ значения ν_x и ν_n падают при любых емкостях и коэффициентах сигнала.

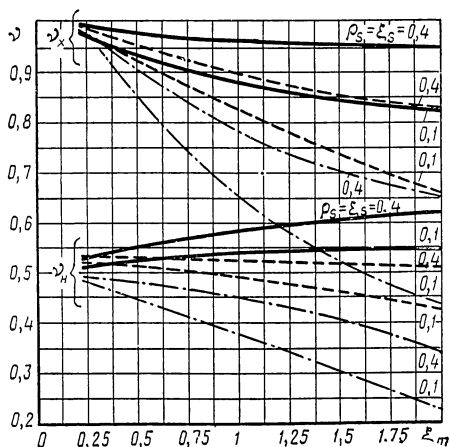


Рис. 4.4. Зависимость частот вращения холостого хода и номинальной конденсаторного ИД от относительных параметров: $\nu_x, \nu_n = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ при $\alpha_e = \alpha_{e0}$ и различных емкостных сопротивлениях:

— ξ_{co} ; — ξ_{cm} ;
— ξ_{cp}

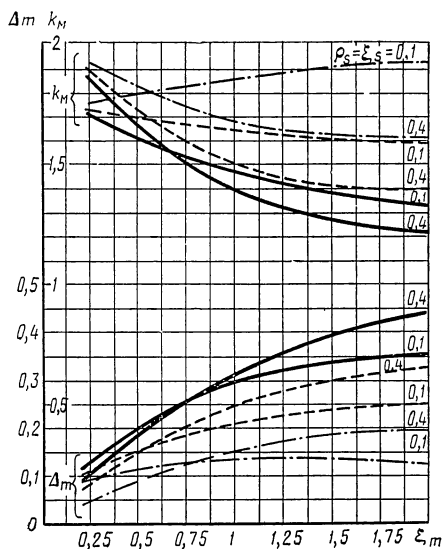


Рис. 4.5. Зависимость кратности пускового момента и нелинейности механической характеристики конденсаторного ИД от относительных параметров $k_m, \Delta m = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ при $\alpha_e = \alpha_{e0}$ и различных емкостных сопротивлениях:

— ξ_{co} ; — ξ_{cm} ;
— ξ_{cp}

Для ИД, работающего от двухфазной сети. Частоты вращения ν_x и ν_n в зависимости от ξ_m меняются еще в более узких пределах по сравнению с конденсаторным ИД. При $\alpha_e = 1$ теоретическая частота вращения холостого хода $\nu_x = 1$ при любых значениях параметров, а среднее значение относительной номинальной частоты вращения близко к 0,5 (см. рис. 4.9, а, б). С уменьшением коэффициента сигнала ν_x и ν_n падают. Уменьшение относительного активного сопротивления обмотки статора приводит к уменьшению ν_x и ν_n при любом снижении коэффициента сигнала $\alpha_e < 1$.

Кратность пускового момента и нелинейность механической характеристики. У конденсаторных ИД с увеличением параметра ξ_m кратность пускового момента значительно уменьшается и растет нелинейность механической характеристики, особенно для случая кругового поля при пуске (рис. 4.5).

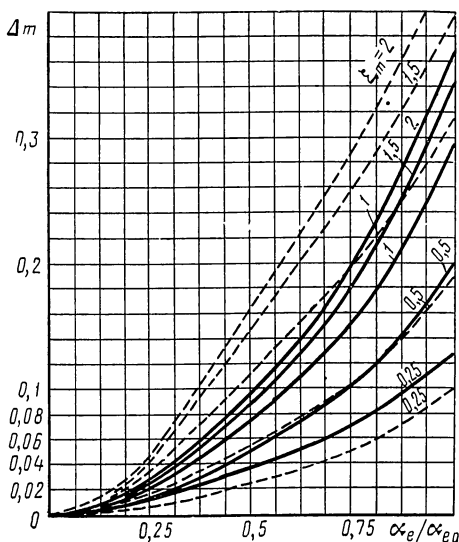


Рис. 4.6. Зависимость нелинейности механической характеристики Δm конденсаторного ИД от относительного коэффициента сигнала α_e/α_{e0} при $\xi_c = \xi_{c0}$ и различных относительных параметров ξ_m и $\rho_s = \xi_s$:

————— $\rho_s = \xi_s = 0,1$; - - - - - $\rho_s = \xi_s = 0,4$

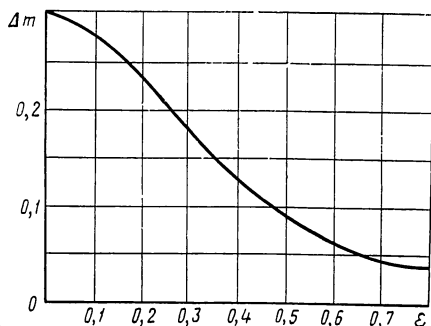


Рис. 4.7. Зависимость нелинейности механической характеристики Δm конденсаторного ИД от степени эллиптичности поля ε

Улучшение линейности механической характеристики при круговом поле в машине может быть достигнуто уменьшением ξ_m за счет увеличения активного сопротивления ротора r_{Ry} , что приводит, в свою очередь, к увеличению критического скольжения s_k и уменьшению использования машины (снижению η_k).

Для конденсаторного ИД с полым ротором, выполненным из алюминия и работающего при $\vartheta_R = 100^\circ\text{C}$,

$$\xi_m = x_{my}/r_{Ry} = 2,55 \cdot 10^{-5} f D^2 / (k_r p^2).$$

С точки зрения геометрии машины уменьшение ξ_m связано с необходимостью уменьшения внутреннего диаметра статора D для заданных f и p , а уменьшение использования машины влечет необходимость увеличения ее наружной поверхности. Практически по

соображениям нагрева малые значения ξ_m могут быть получены лишь в машинах сравнительно малой мощности.

В отличие от ИД, работающего от двухфазной сети, в конденсаторном двигателе ρ_s влияет на нелинейность по-разному при различных значениях ξ_m . Для $\xi_m = 0,25 \div 1,25$ изменение ρ_s от 0,1 до 0,4 сравнительно мало влияет на нелинейность механической ха-

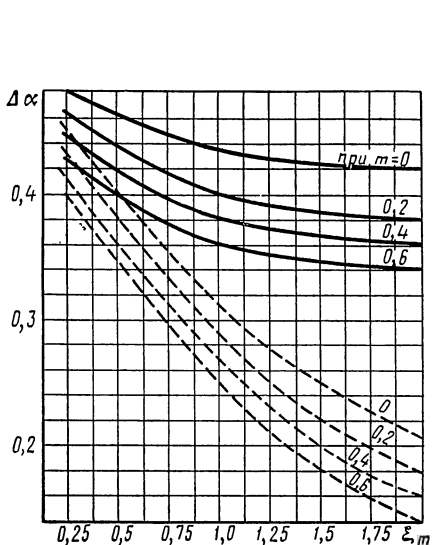


Рис. 4.8. Зависимость зоны пропорционального регулирования частоты вращения $\Delta\alpha$ конденсаторного ИД от относительных параметров для $\xi_s = \xi_{s0}$ и различных моментов нагрузки $m = \text{const}$, $\Delta\alpha = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$:

— $\rho_s = \xi_s = 0,1$; — — — — — $\rho_s = \xi_s = 0,4$

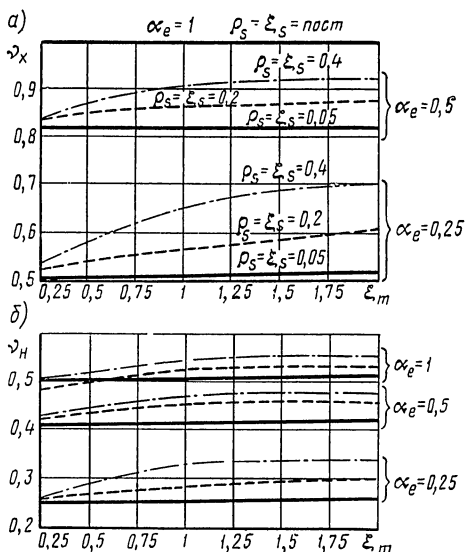


Рис. 4.9. Зависимость частот вращения ω_x и ω_H для ИД, включенного в двухфазную сеть, от относительных параметров ξ_m , $\rho_s = \xi_s$ при $\alpha_e = \text{const}$: а — $\omega_x = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$; б — $\omega_H = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$

рактеристики, а при больших ξ_m с ростом ρ_s она увеличивается. Нелинейность механической характеристики конденсаторного двигателя Δm значительно больше, чем у двигателя с теми же параметрами, работающего при амплитудном управлении и сдвиге схемой (см. рис. 4.5 и 4.10). Относительное сопротивление рассеяния обмотки статора ξ_s незначительно влияет на Δm , поэтому его можно при предварительных расчетах не учитывать.

Кривые, представленные на рис. 4.5, позволяют выявить влияние емкости на форму механической характеристики. С увеличением емкости по отношению к C_0 , обеспечивающей круговое поле при пуске, увеличивается степень эллиптичности поля и уменьшается нелинейность механической характеристики при любом значении

относительных параметров, но возрастает кратность пускового момента k_m . То же самое происходит с Δm и при уменьшении коэффициента сигнала α_e (см. рис. 4.6).

При любом коэффициенте сигнала с ростом ξ_m увеличивается нелинейность механической характеристики Δm и уменьшается k_m , однако с уменьшением α_{e0} рост ξ_m все меньше сказывается на Δm и k_m .

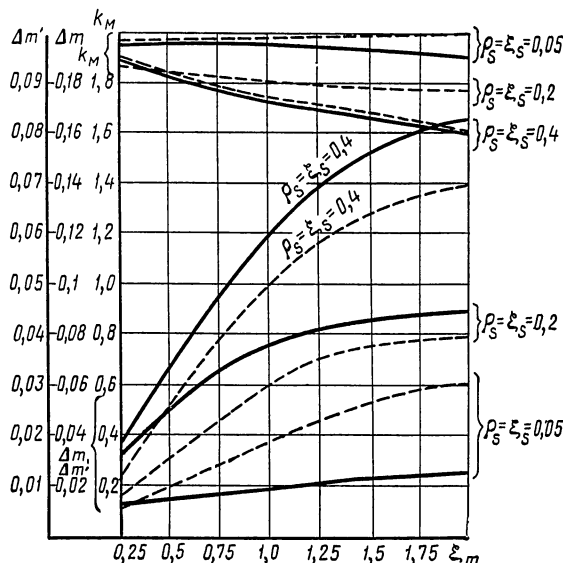


Рис. 4.10. Зависимость нелинейности механической характеристики и кратности пускового момента для ИД, включенного в двухфазную сеть, от относительных параметров Δm , $k_m = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ при:

———— k_m , Δm при $\alpha_e = 1$; - - - - - k_m , Δm при $\alpha_e = 0,5$

Кривая, иллюстрирующая зависимость нелинейности Δm от относительного коэффициента сигнала α_e/α_{e0} при различных значениях параметров ξ_m и $\rho_s = \xi_s$, приведена на рис. 4.6; она удобна для предварительного выбора параметров и коэффициента сигнала, если задана нелинейность механической характеристики. Следует отметить, что нелинейность механической характеристики зависит от степени эллиптичности поля, которая может быть оценена показателем, равным отношению токов обратной и прямой последовательностей при пуске: $\epsilon = I_{y2K}/I_{y1K}$, так как ϵ мало зависит от v .

На рис. 4.7 показана зависимость нелинейности механической характеристики Δm от показателя эллиптичности поля $\epsilon = I_{y2K}/I_{y1K}$ на примере двигателя, у которого $\rho_s = \xi_s = 0,1$; $\xi_m = 1$. Из кривой

$\Delta m = f(\varepsilon)$ видно, что нелинейность резко снижается при изменении ε от 0 до 0,4, а в дальнейшем для заметного снижения нелинейности необходимо значительно увеличивать степень эллиптичности поля, что приведет к резкому ухудшению использования машины.

Одна и та же степень эллиптичности ε может быть достигнута за счет изменения емкости или эффективного коэффициента сигнала α_e . С точки зрения использования машины более выгодно изменять α_e .

Для ИД, работающего от двухфазной сети, с увеличением параметра ξ_m кратность пускового момента заметно снижается и резко растет нелинейность механической характеристики (см. рис. 4.10). Аналогично, но в меньшей степени сказывается влияние роста параметра ρ_s . Уменьшение коэффициента сигнала позволяет снизить нелинейность механической характеристики за счет влияния момента обратной по-

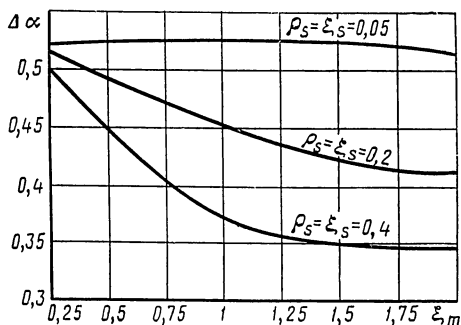


Рис. 4.11. Зависимость зоны пропорционального регулирования частоты вращения Δm для ИД, включенного в двухфазную сеть, от относительных параметров $\Delta \alpha = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ при $m = 0$

следовательности. **Линейность регулировочной характеристики. Зона линейного регулирования скорости.** Линейность регулировочной характеристики $v = f(\alpha_e)$ при моменте нагрузки $m = \text{const}$ оценивается с помощью частного критерия (см. рис. В.4, б). Зо-

ну линейного регулирования частоты вращения $\Delta \alpha$ находим для машин с различными относительными параметрами, выбирая точность регулирования $\Delta v = \pm 0,05$.

На рис. 4.8 приведены зависимости частного критерия линейного регулирования скорости $\Delta \alpha$ для конденсаторного ИД от относительных параметров машины ξ_m и $\rho_s = \xi_s$ для различных моментов нагрузки и емкости, соответствующей круговому голю при пуске ξ_{co} . Зона линейного регулирования частоты вращения увеличивается при малых значениях ξ_m , т. е. в машинах сравнительно малой мощности. Это влияние особенно резко проявляется при большом относительном сопротивлении обмоток статора $\rho_s = \xi_s$. С ростом момента нагрузки при одних и тех же параметрах машины зона линейного регулирования несколько уменьшается. Расширение зоны линейного регулирования $\Delta \alpha$ возможно при уменьшении ρ_s и ξ_s .

Для ИД, включенного в двухфазную сеть, зона линейного регулирования частоты вращения $\Delta \alpha$ уменьшается с ростом ξ_m и увеличением относительных сопротивлений обмотки статора ρ_s и ξ_s (рис. 4.11). Влияние параметра ξ_m на $\Delta \alpha$ мало сказывается при $\rho_s = \xi_s = 0,05$ (среднее значение $\Delta \alpha \approx 0,52$).

Приведенные графики зависимостей выходных показателей ИД с полым ротором от относительных параметров схемы замещения, определяющих их механическую и регулировочную характеристики, распространяются и на двигатели с «беличьей клеткой». При этом приходится пользоваться параметрами преобразованной схемы замещения (см. рис. 1.7): ξ'_m , $\rho's$ и $\xi's$, учитывающими относительное сопротивление рассеяния ротора ξ_R .

§ 4.4 Полиномиальные зависимости выходных показателей исполнительных двигателей от параметров

Для нахождения оптимального сочетания относительных параметров схемы замещения ИД удобно иметь аналитические зависимости выходных показателей непосредственно от исходных параметров. Широкие возможности для этого представляет *метод планирования эксперимента* (ПЭ). Математическую модель электрической машины, описывающую ее работу, для любого из рассматриваемых показателей ИД с определенным приближением можно представить в виде некоторого полинома — отрезка ряда Тейлора:

$$\psi = \beta_0 + \sum_{i=1}^n \beta_i Z_i + \sum_{i<j}^n \beta_{ij} Z_i Z_j + \sum_{i=1}^n \beta_{ii} Z_i^2 + \dots, \quad (4.1)$$

где ψ — исследуемый выходной показатель; $Z_1, Z_2, \dots, Z_n$ — входные независимые переменные.

В качестве выходных показателей ИД рассматриваются нелинейность механической характеристики Δm , а для конденсаторных двигателей еще и теоретическая частота вращения на холостом ходу v_x и номинальная v_n .

Входными независимыми параметрами являются исходные относительные параметры схемы замещения ИД ξ'_m , $\rho's$ и $\xi's$. В конденсаторном ИД к ним добавляется еще ξ'_c , но при заданных условиях выбора емкости этот параметр выражается через исходные.

Предварительные исследования показывают, что с достаточной точностью выходные показатели ИД могут быть аппроксимированы полиномом второго порядка.

Теория планирования эксперимента позволяет с помощью определенным образом спланированных опытов найти оценку теоретических коэффициентов b_0, b_i, b_{ij}, b_{ii} в (4.1) и получить уравнение для выходных показателей:

$$y = b_0 + \sum_{i=1}^n b_i Z_i + \sum_{i<j}^n b_{ij} Z_i Z_j + \sum_{i=1}^n b_{ii} Z_i^2 + \dots, \quad (4.2)$$

где y — значение выходного показателя (целевой функции). Для определения коэффициента b_0 вводим фиктивную постоянную $Z_0 = +1$.

Выходные показатели ИД Δm , v_x , v_n , как видно из рис. 4.5, 4.6, 4.8, 4.10 и 4.11, являются нелинейными функциями ξ'_m , $\rho's$, $\xi's$ и для

Таблица 4.3. Исходные данные

Варьируемые факторы	Кодовые значения	ξ'_m	ρ'_s	ξ'_s
Базовый уровень	Z_{i0}	1,682	0,336	0,336
Шаг варьирования	ΔZ_i	1,0	0,2	0,2
Верхний уровень	+1	2,682	0,536	0,536
Нижний уровень	-1	0,682	0,136	0,136
Звездная точка	+ η	3,364	0,672	0,672
Звездная точка	- η	0	0	0

Матрица планирования эксперимента

№ эксперимента	Z_0	Z_1	Z_2	Z_3	Z_1^2	Z_2^2	Z_3^2	Z_1Z_2	Z_1Z_3	Z_2Z_3	$y = \Delta m, \%$
1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	+1	+1	-1	27,5
2	+1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	36,5
3	+1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	24,5
4	+1	+1	+1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	54,0
5	+1	-1	-1	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	28,5
6	+1	+1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	43,0
7	+1	-1	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	23,5
8	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	57,5
9	+1	-1,682	0	0	2,829	0	0	0	0	0	0
10	+1	+1,682	0	0	2,829	0	0	0	0	0	47,5
11	+1	0	-1,682	0	0	2,829	0	0	0	0	33,5
12	+1	0	+1,682	0	0	2,829	0	0	0	0	49,0
13	+1	0	0	-1,682	0	0	2,829	0	0	0	43,0
14	+1	0	0	+1,682	0	0	2,829	0	0	0	43,5
15	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0
16	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0
17	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0
18	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0
19	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0
20	+1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	42,0

получения отдельных оценок коэффициентов b_0 , b_i , b_{ij} , b_{ii} используется трехфакторное ротatable центральное композиционное планирование второго порядка. Оно позволяет получить хорошее математическое описание, так как метод дает одинаковую точность во всех направлениях на одинаковом расстоянии от центра планирования.

При составлении матрицы планирования координаты базовых точек Z_{i0} и шаги варьирования входных параметров ΔZ_i должны быть выбраны так, чтобы охватить реальный диапазон относительных параметров схемы замещения ИД с учетом координат звездных точек ($\eta=1,682$). В табл. 4.3 приведены значения входных параметров ξ'_m , ρ'_s , ξ'_s на базовом, верхнем, нижнем уровнях и в звездных точках при выбранных шагах варьирования, ниже — матрица планирования. Эта таблица является общей для всех исследуемых вы-

ходных показателей ИД, за исключением последней графы для y . Используя значения коэффициентов, которые определяются с помощью ЭВМ на основании 15 опытов (расчетов), составляем уравнение регрессии (4.2), в котором z_i — нормированные входные параметры; $z_i = (Z_i - Z_{i6})/\Delta Z_i$, где Z_i — текущее значение i -го входного параметра; Z_{i6} — значение i -го входного параметра, принятое за базовое; ΔZ_i — шаг варьирования по i -му входному параметру.

Для получения зависимостей целевой функции непосредственно от параметров ξ'_m , ρ'_s , ξ'_s учитываем, что во всех уравнениях регрессии использованы нормированные независимые переменные:

$$z_1 = (\xi'_m - 1,682)/1,0; \quad z_2 = (\rho'_s - 0,336)/0,2; \quad z_3 = (\xi'_s - 0,336)/0,2. \quad (4.3)$$

Результаты расчетов коэффициентов полиномов (4.2) для нелинейности механической характеристики Δm , соответствующего ей скольжения $s_{\Delta m}$, относительных частот вращения холостого хода v_x и номинальной v_n для конденсаторного ИД (однофазная сеть) для случая кругового поля при пуске приведены в табл. 4.4. Все коэффициенты даны после перехода от нормированных относительных параметров к исходным. В табл. 4.4 даны также коэффициенты полинома для Δm при питании его от двухфазной сети и круговом поле $a_e = 1$.

Среднеквадратичная ошибка расчета нелинейности механической характеристики по этим уравнениям составляет 5,5% от среднего значения.

Т а б л и ц а 4.4. Коэффициенты полиномов для входных показателей исполнительных двигателей при питании от однофазной и двухфазной сети

Схема включения	Выходной показатель y	Коэффициенты полиномов									
		b_0	b_1	b_2	b_3	b_{12}	b_{13}	b_{23}	b_{11}	b_{22}	b_{33}
Однофазная сеть. Конденсаторный ИД	$\Delta m, \%$	14,13	22,68	-18,5	-12,58	25	6,25	-15,62	-6,23	0	16,8
	$s_{\Delta m}$	0,153	-0,0016	-0,1040	0,001	-0,040	-0,072	0,265	0,009	-0,044	0,111
	v_x	0,908	0,063	0,287	0,039	0,006	0,006	-0,063	0,012	0,2	-0,03
	v_n	0,397	0,124	-0,385	-0,152	0,053	0,009	0,11	-0,034	-0,45	0,285
Двухфазная сеть	Δm	-1,93	5,65	24,1	-8,1	7,3	5,6	-25,3	-1,84	-2,28	12,5

Для эффективного применения параметрического метода проектирования ИД надо исследовать влияние параметров схемы замещения на его свойства и важнейшие показатели.

Критерий отсутствия самохода. Критерии отсутствия самохода для разных случаев снятия сигнала были получены в § 2.2. Если на валу двигателя нет момента сопротивления ($M_c=0$), то при снятии сигнала размыканием обмотки управления условием отсут-

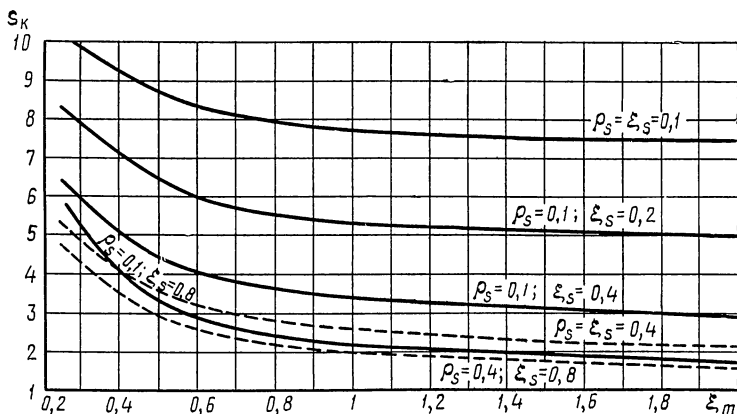


Рис. 4.12. Зависимость критического скольжения $s_k = f(\xi_m)$ при $\rho_s = \xi_s$ и $\rho_s \neq \xi_s$

ствия самохода является неравенство $\xi'_m \leq 1$. При снятии сигнала замыканием обмотки управления накоротко критерий отсутствия самохода определяется неравенством

$$s_k = \frac{1}{\xi'_m} \sqrt{\frac{(\rho'_s)^2 + (\xi'_m + \xi'_s)^2}{(\rho'_s)^2 + (\xi'_s)^2}} \geq 1. \quad (4.4)$$

На рис. 4.12 приведены зависимости s_k от относительных параметров, на рис. 2.7 и 2.8 показаны предельные значения параметра ξ_m , при которых отсутствует самоход при замыкании обмотки управления накоротко или на сопротивление z_n . Практически в существующих ИД критерий отсутствия самохода при коротком замыкании обмотки управления всегда выполняется. Так как одни и те же двигатели могут использоваться в различных схемах, они долж-

ны удовлетворять условию отсутствия самохода при разомкнутой обмотке управления.

Энергетические показатели ИД. Оптимальное число полюсов. Энергетические показатели ИД следует рассматривать при пуске, так как этот режим является наиболее важным для двигателей, работающих при частых пусках и реверсах. Многие ИД должны продолжительно работать в стопорном режиме. Энергетические показатели включают: коэффициент использования ИД $\eta_k = P_{\Sigma.k}/P_{S.k}$, удельный пусковой момент $\mu_k = M_{\Sigma.k}/P_{S.k} = \eta_k/\Omega_c$ и коэффициенты мощности фаз $\cos \varphi_{y.k}$ и $\cos \varphi_{в.к}$.

Коэффициент использования η_k . Для конденсаторного двигателя будем рассматривать КПД невращающейся машины, показывающий, какая часть всей подводимой к двигателю мощности при неподвижном роторе тратится на создание пускового момента. Чем больше этот коэффициент, тем меньше потери и размеры машины при заданной величине пускового момента.

Коэффициент использования для общего случая при эллиптическом вращающемся поле в машине

$$\eta_k = P_{\Sigma.k}/(P_{y.k} + P_{в.к}) = \rho'_{y.k}/A\rho_{y.k}, \quad (4.5)$$

где $A = [\alpha_{eo}\xi_{co}(\alpha_e + 1/\alpha_e)/2\xi_c] + (\alpha_e\xi_c/2\rho_{y.k}) - \alpha_e\alpha_{eo}$.

Эффективный коэффициент сигнала и относительное емкостное сопротивление при круговом поле при пуске

$$\alpha_{eo} = \xi_{y.k}/\rho_{y.k}; \quad \xi_{co} = \gamma_{y.k}^2/\xi_{y.k}. \quad (4.6)$$

Наибольшего значения коэффициент использования достигает при круговом вращающемся поле, т. е. при $\alpha_e = \alpha_{eo}$ и $\xi_c = \xi_{co}$

$$\eta_{k,o} = \rho'_{y.k}/\rho_{y.k} = 1/[1 + \rho_s(1 + \xi_m^2)/\xi_m^2]. \quad (4.7)$$

Выражение (4.7) применимо и при амплитудном управлении и круговом поле, так как использование машины не зависит от способа получения кругового поля.

В уравнении (4.5) A всегда больше единицы, что показывает уменьшение коэффициента использования вследствие эллиптичности поля, которая может быть вызвана изменением коэффициента сигнала $\alpha_e < \alpha_{eo}$, изменением емкости $\xi_c \neq \xi_{co}$ или одновременным изменением обеих этих величин.

Степень эллиптичности поля при пуске ϵ связана с коэффициентом A следующим соотношением:

$$\epsilon = I_{y.2k}/I_{y.1k} = \sqrt{(A-1)/(A+1)}. \quad (4.8)$$

На рис. 4.13 приведены зависимости коэффициента использования от относительных параметров машины $\eta_k = f(\xi_m)$ при различных значениях $\rho_s = \xi_s$ и эффективного коэффициента сигнала α_e . Параметр ξ_m изменяется в пределах 0,25...2, что соответствует реально выполненным двигателям.

Для случая кругового поля при пуске коэффициент использования $\eta_{\text{ко}}$ увеличивается с ростом ξ_m главным образом за счет уменьшения активного сопротивления ротора. Однако при увеличении $\xi_m > 1$ коэффициент использования возрастает медленно, особенно при малых значениях относительного сопротивления обмотки статора. При максимальном пусковом моменте ($\xi_c = \xi_{cm}$) и резонансе напряжений ($\xi_c = \xi_{cp}$) коэффициент использования при тех же относительных параметрах машины резко уменьшается.

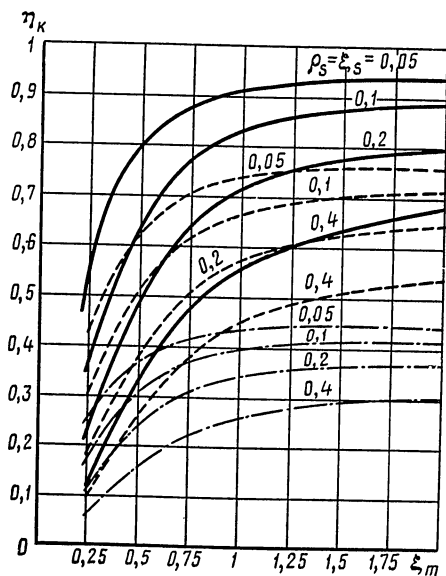


Рис. 4.13. Зависимость коэффициента использования $\eta_{\text{к}} = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ при различных коэффициентах сигнала α_e :

— α_{e0} ; — — — $0,5 \alpha_{e0}$;
 — — — $0,25 \alpha_{e0}$

Максимум коэффициента использования для ξ_{cm} и ξ_{cp} смещается в сторону меньших значений ξ_m . При $\xi_m = 0,25$ коэффициент использования для всех трех случаев практически одинаков. При уменьшении относительного активного сопротивления обмотки статора ρ_s коэффициент использования увеличивается при любой емкости.

Кривые рис. 4.13 позволяют проследить влияние эллиптичности поля на использование двигателя, что весьма важно, так как в некоторых случаях с целью снижения мощности управления приходится проектировать двигатели, работающие при пуске при эллиптическом поле. С уменьшением эффективного коэффициента

сигнала α_e коэффициент использования двигателя резко снижается.

Оптимальное число пар полюсов. При выборе числа полюсов следует учитывать, что тихоходные двигатели более надежны, имеют больший срок службы, позволяют выполнять редуктор с меньшим передаточным отношением; быстроходные двигатели обеспечивают меньший приведенный момент инерции.

Можно говорить об оптимальном числе полюсов, позволяющем получить наибольший коэффициент использования $\eta_{\text{к.макс}}$ или наибольший удельный пусковой момент $\mu_{\text{к.макс}}$. Последнее представляет интерес для ИД, работающих в позиционных следящих системах. Определение оптимального числа полюсов целесообразно производить применительно к ИД, работающим при круговом вращающемся поле.

Коэффициент использования ИД при круговом поле

$$\eta_{\text{ко}} = P_{\Sigma, \text{ко}} / P_{S, \text{ко}} = \rho'_{R, \gamma, \kappa} / \rho_{\gamma, \kappa} = \rho'_{R, \gamma, \kappa} / (\rho_S + \rho'_{R, \gamma, \kappa}) = 1 / (1 + \rho_S / \rho'_{R, \gamma, \kappa}). \quad (4.9)$$

Если подставить в эту формулу значение $\rho'_{R, \gamma, \kappa} = \xi_m^2 / (1 + \xi_m^2)$ и значения параметров ИДП, выраженные через p , $\xi_m = c/p^2$; $\rho_S = a + b/p$, то получим зависимость $\eta_{\text{ко}}$ от числа пар полюсов:

$$\eta_{\text{ко}} = p / [(a/c^2) p^5 + (b/c^2) p^4 + p(a+1) + b], \quad (4.10)$$

где для ИДП $a = \frac{b l_s}{2,67 D \beta}$; $b = \frac{\rho_m (D/l_s) \beta \Delta}{k_r \rho_R k_o^2 s k_{\Sigma, \Gamma} k_n (1/k_D^2 - 1) D}$;

$$c = \frac{2 \cdot 10^{-8} f D^2 \Delta}{k_r k_\delta k_\mu \rho_R \delta}.$$

Примем усредненные значения коэффициентов: $k_\delta = 1,1$; $k_\mu = 1,05$; $k_n = 0,45$, $k_{\Sigma, \Gamma} = 0,25$; $k_r = 1,1$; $k_{os} = 0,86$ (для двухслойной обмотки со средним укорочением $\beta = 0,77$); $k_D = 0,5$; отношение $D/l_s = 0,5$ и условную температуру обмотки статора 75°C , а ротора 100°C . Тогда, приравняв нулю производную $d\eta_{\text{ко}}/dp = 0$ и подставив коэффициенты a , b , c , получим уравнение пятой степени:

$$\frac{2,06 \cdot 10^6}{f^2 D^5} \cdot \frac{\delta^2}{\Delta} p^5 + \frac{1,55 \cdot 10^6 \delta^2}{f^2 D^5 \Delta} p^4 - \frac{8,25 \Delta}{D} = 0. \quad (4.11)$$

На рис. 4.14 приведены результаты решения этого уравнения на ЭВМ при различных частотах в зависимости от внутреннего диаметра статора D (δ и Δ принимались по кривой, представленной на рис. 5.5).

Если желательно получить наибольший пусковой момент на единицу потребляемой мощности, то следует продифференцировать выражение для удельного пускового момента:

$$\rho_{\text{ко}} = M_{\text{ко}} / P_{S, \text{ко}}, \quad (4.12)$$

где $M_{\text{ко}} = p P_{\Sigma, \text{ко}} / (2\pi f)$. После дифференцирования получим

$$\frac{9,66 \cdot 10^6 \delta^2}{f D^5 \Delta} p^5 + \frac{6,44 \cdot 10^6 \delta^2}{f D^5 \Delta} p^4 - \left(\frac{52 \Delta}{D} + \pi \right) f p - \frac{104 \Delta}{D} f = 0. \quad (4.13)$$

Кривые $p_{\text{опт}} = f(D)$ при $f = \text{const}$, полученные по этому уравнению, приведены на рис. 4.14. Оптимальное число пар полюсов, при котором удельный пусковой момент максимален, оказывается значительно больше, чем при максимальном коэффициенте использования.

В исполнительных двигателях, где необходимо обеспечить не только высокий пусковой момент, но и определенную полезную мощность, по возможности при минимальных размерах машины, обычно выбирают число пар полюсов, соответствующее $\eta_{\text{к. макс}}$. Выбор числа полюсов необходимо увязывать с требованиями к электрохимической постоянной времени T_m и моменту инерции J

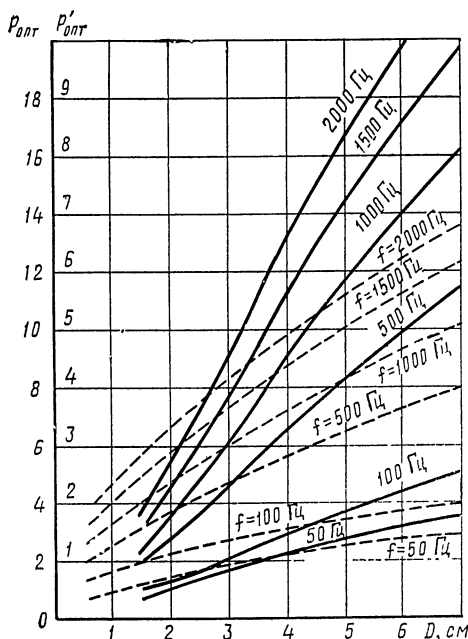


Рис. 4.14. Зависимость оптимального числа пар полюсов $p_{\text{опт}}$ от внутреннего диаметра статора при различных частотах f для ИДП:

— при $\mu_{\text{к. макс.}}$; - - - - - при $\eta_{\text{к. макс.}}$

и выбором значения ξ_m . При заданной частоте для ИДП ξ_m определяется только диаметром и числом пар полюсов p .

Следует также отметить, что увеличение числа полюсов ограничивается технологическими возможностями, особенно в машинах малой мощности.

Удельная мощность управления. Способы уменьшения мощности управления. При расчете ИД решается задача получения заданного пускового момента M_k при определенной мощности управления $P_{\text{у.к}}$. Иногда $P_{\text{у.к}}$ ограничивается малыми значениями, в этом случае приходится проектировать машины для работы при эллиптическом поле даже при пуске. Удельная мощность управления для конденсаторного ИД может быть выражена через относительные параметры:

$$p_{\text{у.к}} = P_{\text{у.к}} / P_{\text{э.к}} = [\alpha_e / (2\xi_{\text{ср}} \rho_{\text{Р.у.к}})] [\rho_{\text{у.к}}^2 + (\xi_{\text{у.к}} - \xi_{\text{с}})^2], \quad (4.14)$$

где $P_{\text{э.к}}$ — электромагнитная мощность при пуске (пусковой момент в синхронных ваттах).

Наименьшая удельная мощность управления может быть получена при емкостном сопротивлении, соответствующем максимальному пусковому моменту $\xi_{\text{с}} = \xi_{\text{см}}$:

$$p_{\text{у.к}} = \alpha_e (\sqrt{1 + \alpha_{\text{ео}}^2} - \alpha_{\text{ео}}) / \eta_{\text{ко}}. \quad (4.15)$$

Для емкостных сопротивлений, соответствующих круговому полю при пуске $\xi_{\text{со}}$ и резонансу напряжений $\xi_{\text{ср}}$, удельная мощность управления одинакова:

$$p_{\text{у.к}} = p_{\text{у.кр}} = \alpha_e \rho_{\text{у.к}} / (2\alpha_{\text{ео}} \rho_{\text{Р.у.к}}) = \alpha_e / (2\alpha_{\text{ео}} \eta_{\text{ко}}), \quad (4.16)$$

при $\alpha_e = \alpha_{\text{ео}}$ $p_{\text{у.ко}} = 0,5 / \eta_{\text{ко}}$.

Кривые, изображенные на рис. 4.15, показывают, как влияют относительные параметры машины на удельную мощность управ-

ления $p_{y,k}$ при различных емкостях, которая прямо пропорциональна эффективному коэффициенту сигнала α_e и уменьшается с ростом ξ_m и уменьшением относительных сопротивлений обмотки статора $\rho_s = \xi_s$.

При малых значениях α_{eo} , соответствующих примерно $\xi_m > 0,75$, можно резко снизить мощность управления, используя емкостное сопротивление ξ_{cm} .

Для ИД при сдвиге схемой

$$p_{y,k} = \alpha_e / 2\eta_{ko}. \quad (4.17)$$

Рассмотрим способы уменьшения мощности управ-

ления в случае, если относительные параметры машины уже выбраны. Предположим, что для проектируемой машины выбраны напряжения сети U_c и обмотки управления U_y , числа витков обмоток w_b , w_y , относительные параметры схемы замещения ξ_m , ρ_s , ξ_s , а следовательно, известны эффективный коэффициент сигнала α_{eo} и емкостное сопротивление ξ_{co} при пуске и круговом поле. Как известно, мощности управления и возбуждения при круговом поле одинаковы:

$$P_{y,ko} = P_{b,ko} = P_{sko}/2 = P_{э,ko}/2\eta_{ko}, \quad (4.18)$$

где $P_{y,ko}$, $P_{b,ko}$, P_{sko} , $P_{э,ko}$ — мощности управления, возбуждения, полная потребляемая мощность и электромагнитная мощность в режиме пуска при круговом поле; η_{ko} — коэффициент использования.

Если мощность управления $P_{y,ko}$ больше заданной ($P_{y,ko}/P_{y,k} = a > 1$), то она может быть уменьшена при сохранении начального пускового момента $M_k = \text{const}$ одним из следующих способов: уменьшением коэффициента сигнала α путем повышения напряжения сети $U'_c = \sqrt{a}U_c$ и уменьшения напряжения управления $U'_y = U_y/\sqrt{a}$; уменьшением коэффициента трансформации k путем увеличения числа витков обмотки управления $w'_y = \sqrt{a}w_y$ и уменьшением числа витков обмотки возбуждения $w'_b = w_b/\sqrt{a}$; уменьшением α и k путем уменьшения напряжения управления $U'_y = U_y/\sqrt{a}$ и числа витков обмотки возбуждения $w'_b = w_b/\sqrt{a}$. Во всех трех

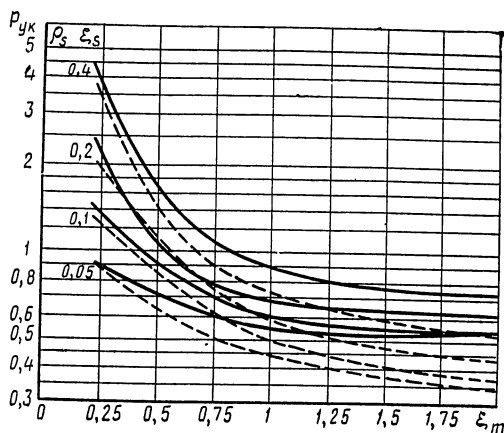


Рис. 4.15. Зависимость удельной мощности управления $p_{y,k} = f(\xi_m, \rho_s = \xi_s)$ для конденсаторного ИД при различных емкостных сопротивлениях:

———— ξ_{co} и ξ_{cp} ; - - - - ξ_{cm}

случаях для получения постоянного начального пускового момента произведение мощностей управления и возбуждения остается постоянным:

$$P_{y,ko} P_{в,ko} = P_{y,k} P_{в,k}. \quad (4.19)$$

Потребляемая мощность возрастает из-за эллиптичности поля до значения

$$P_{S_k} = (P_{y,ko}/a) + a P_{в,ko} = [(a^2 + 1) P_{S_{ko}}]/(2a). \quad (4.20)$$

Соответственно снижается и коэффициент использования

$$\eta_k = (\eta_{ko} 2a)/(a^2 + 1). \quad (4.21)$$

Мощность управления можно снизить за счет уменьшения напряжения $U'_y = U_y \sqrt{a}$ и увеличения емкости, включаемой в цепь обмотки возбуждения. При этом сопротивление конденсатора

$$\xi_c = \xi_{c_0} \frac{2 \sqrt{a} \alpha_{eo}^2 + 1 \pm \sqrt{1 - 4 \sqrt{a} \alpha_{eo}^2 (\sqrt{a} - 1)}}{2 \sqrt{a} (\alpha_{eo}^2 + 1)}. \quad (4.22)$$

Этот способ может быть использован для уменьшения мощности в пределах $\sqrt{a} \leq 0,5 \left[1 + \sqrt{1 + (1/\alpha_{eo}^2)} \right]$. Мощность возбуждения при этом возрастает и становится равной

$$P_{в,k} = P_{в,ko} [\rho_{y,k}^2 + (\xi_{y,k} - \xi_{c_0})^2] / [\rho_{y,k}^2 + (\xi_{y,k} - \xi_c)^2]. \quad (4.23)$$

Этот способ, а также изменение коэффициента сигнала могут быть использованы в готовой машине, так как они не требуют изменения обмоточных данных. Однако применение их ограничивается допустимым нагревом машины. Следует иметь в виду, что уменьшение мощности управления во всех случаях связано с увеличением эллиптичности поля; при этом линейность механических и регулировочных характеристик увеличивается, а номинальная полезная мощность двигателя снижается.

Коэффициенты мощности. Для ИД с конденсатором в цепи обмотки возбуждения коэффициенты мощности фаз управления $\cos \varphi_y$ и возбуждения $\cos \varphi_v$ в общем случае различны. Значения коэффициентов мощности зависят от параметров машины и емкости (кроме $\cos \varphi_y$ при пуске) и мало меняются с изменением скорости. Наибольшего значения $\cos \varphi_y$, как и в исполнительных двигателях с амплитудным управлением, достигает при пуске:

$$\cos \varphi_{y,k} = \rho_{y,k} / \sqrt{\rho_{y,k}^2 + \xi_{y,k}^2} = \rho_{y,k} / \gamma_{y,k}. \quad (4.24)$$

Применительно к двигателю с конденсатором в цепи возбуждения эту формулу удобно преобразовать, введя в нее эффективный коэффициент сигнала при круговом поле $\alpha_{eo} = \xi_{y,k} / \rho_{y,k}$:

$$\cos \varphi_{y,k} = 1 / \sqrt{1 + \alpha_{eo}^2}. \quad (4.25)$$

Таким образом, $\cos \varphi_{y.k}$ зависит только от α_{eo} .

Коэффициент мощности цепи возбуждения при пуске

$$\cos \varphi_{b.k} = \rho_{y.k} / \sqrt{\rho_{y.k}^2 + (\xi_{y.k} - \xi_c)^2}. \quad (4.26)$$

Если в (4.26) подставить значение $\xi_{co} = \gamma_{y.k}^2 / \xi_{y.k}$, то для случая кругового поля при пуске получим

$$\cos \varphi_{b.co} = \rho_{y.k} / \sqrt{(\rho_{y.k}^2 / \xi_{y.k}^2)(\rho_{y.k}^2 + \xi_{y.k}^2)} = \alpha_{eo} / \sqrt{1 + \alpha_{eo}^2}. \quad (4.27)$$

При максимальном пусковом моменте $\xi_{cm} = \sqrt{\rho_{y.k}^2 + \xi_{y.k}^2}$

$$\begin{aligned} \cos \varphi_{b.km} &= \rho_{y.k} / \sqrt{2(\rho_{y.k}^2 + \xi_{y.k}^2 - \xi_{y.k} \sqrt{\rho_{y.k}^2 + \xi_{y.k}^2})} = \\ &= \sqrt{0,5 + \alpha_{eo} / (2 \sqrt{1 + \alpha_{eo}^2})}. \end{aligned} \quad (4.28)$$

При резонансе напряжений

$$\xi_{cp} = \xi_{y.k}; \quad \cos \varphi_{b.cp} = 1. \quad (4.29)$$

При $\alpha_{eo} = 1$ ($\xi_m = 1$; $\rho_s = \xi_s$) коэффициенты мощности фаз одинаковы: $\cos \varphi_{y.k} = \cos \varphi_{b.k} = 0,7$. С уменьшением коэффициента сигнала $\cos \varphi_{y.k}$ растет, а $\cos \varphi_{b.k}$ падает (особенно $\cos \varphi_{b.co}$). Малые α_{eo} соответствуют большим значениям параметра ξ_m . При ξ_m , близком к единице, влияние относительных сопротивлений обмотки статора ρ_s и ξ_s на коэффициенты мощности мало.

Так как при больших коэффициентах сигнала емкостные сопротивления ξ_{co} , ξ_{cm} и ξ_{cp} близки по значению, то $\cos \varphi_{b.k}$ практически одинаков при различных емкостях и достигает весьма высоких значений.

Таким образом, требования, предъявляемые к параметрам с точки зрения увеличения $\cos \varphi_{y.k}$ и $\cos \varphi_{b.k}$, противоречивы. Для машин большей мощности (ξ_m сравнительно велико, α_{eo} мало) можно увеличить коэффициент мощности в цепи возбуждения, используя емкостное сопротивление ξ_{cm} , соответствующее максимальному пусковому моменту. При $\xi_m > 1$ для увеличения $\cos \varphi_{y.k}$ следует уменьшить $\rho_s = \xi_s$, а для $\xi_m < 1$ — увеличить эти относительные сопротивления. Если $\xi_s \neq \rho_s$, то для увеличения $\cos \varphi_{y.k}$ следует уменьшить относительное сопротивление рассеяния обмотки статора ξ_s .

Можно рекомендовать выбирать $\alpha_{eo} \rightarrow 1$ ($\xi_m \rightarrow 1$); при этом $\cos \varphi_{y.k} = \cos \varphi_{b.k} = 0,7$, а ρ_s и ξ_s (если $\rho_s \approx \xi_s$) на коэффициент мощности не влияют. В машинах, для которых не требуется выполнение условий отсутствия самохода при разомкнутой обмотке управления, можно увеличить $\cos \varphi_{y.k}$, выбирая $\xi_m > 1$ ($\alpha_{eo} < 1$).

Показатели, характеризующие быстродействие ИД. Требование быстродействия, т. е. малой длительности переходных электро-механических процессов ИД, является одним из главных — предъявляемых к ИД как элементу системы автоматического управления и ре-

гулирования. В § 2.3 были рассмотрены показатели, характеризующие длительности разгона двигателя T_m и протекания электромагнитного процесса T_z , а также коэффициент демпфирования k_d . Так как электромагнитная постоянная времени T_z в десятки раз меньше электромеханической постоянной T_m , быстродействие ИД характеризуется главным образом последней. Исследуем T_z , T_m и k_d более подробно.

Электромагнитная постоянная времени. Согласно (2.23) формула для электромагнитной постоянной времени с использованием относительных параметров принимает вид (в мс)

$$T_z = \xi_{y,k} 10^3 / (2\pi f \rho_{y,k}) = \alpha_{eo} 10^3 / (2\pi f). \quad (4.30)$$

Для конденсаторного ИД T_z также зависит от параметров, как и эффективный коэффициент сигнала α_{eo} при круговом поле. Для высокочастотных машин T_z всегда меньше, чем для машин с частотой 50 Гц.

Для получения возможно меньшей электромагнитной постоянной времени следует выбирать большие значения параметра ξ_m с учетом условия отсутствия самохода. Влияние ρ_s и ξ_s на T_z при $\rho_s = \xi_s$ практически не сказывается. Для $\xi_s \neq \rho_s$ (например, в высокочастотных машинах) с ростом ξ_s электромагнитная постоянная времени увеличивается.

Электромеханическая постоянная времени. Согласно (2.19)

$$T_m = J\Omega_x / M_k = J\pi\gamma_x n_c \cdot 10^3 / (M_k \cdot 30), \quad (4.31)$$

где J — в $\text{кг} \cdot \text{м}^2$, M_k — в $\text{Н} \cdot \text{м}$, T_m — в мс.

Для снижения T_m надо уменьшить отношение J/M_k .

Для двигателя с конденсатором в цепи возбуждения пусковой момент M_k зависит от относительных параметров машины, емкости и коэффициента сигнала. Момент M_k может быть несколько увеличен, если отступить от кругового поля при пуске и включить в цепь двигателя большую емкость, обеспечивающую максимальный пусковой момент; однако использование ИД при этом ухудшается согласно (4.5), что приводит к увеличению размеров машины. Поэтому наиболее часто исполнительные двигатели проектируют с круговым полем при пуске и $M_k = M_{ko}$.

Момент инерции полого ротора, имеющего диаметры наружный D_R и внутренний $D_R - 2\Delta$,

$$J = a_1 [D_R^4 - (D_R - 2\Delta)^4] l_R, \quad (4.32)$$

где a_1 — коэффициент пропорциональности.

Если пренебречь толщиной ротора Δ в степени выше первой, то с точностью не менее 5% в самых неблагоприятных случаях

$$J = 8a_1 D_R^3 \Delta l_R = a_3 D_R^4 \Delta. \quad (4.33)$$

Здесь $l_R = a_2 D_R$.

Так как диаметр ротора D_R в первом приближении можно принять равным внутреннему диаметру статора, то согласно табл. 4.1 для ИДП $D_R \approx D = a_4 p \sqrt{\xi_m / V \bar{f}}$ или $D_R^4 \approx a_5 p^4 \xi_m^2 / f^2$. Тогда момент инерции

$$J = a_3 D_R^4 \Delta \approx a_6 p^4 \xi_m^2 / f^2. \quad (4.34)$$

Уменьшения момента инерции можно достичь, уменьшая $D_R \approx D$ и ξ_m . Если уменьшение ξ_m нежелательно, то для уменьшения момента инерции и электромеханической постоянной времени следует выбирать число полюсов тем меньшее, чем меньше частота. Для $f = 50$ Гц следует строить только двухполюсные машины, так как при $2p > 2$ для уменьшения момента инерции приходится выбирать малые значения ξ_m , что ухудшает использование машины; для высокочастотных машин можно брать $2p > 2$ при достаточно высоком значении ξ_m . Однако необходимо учитывать, что при значительном уменьшении внутреннего диаметра статора машина не может быть выполнена.

Из (4.31) следует, что меньшее значение T_m достигается при меньшей частоте вращения холостого хода $v_x n_c$, т. е. в машинах с большим числом полюсов (если диаметр D выбран и момент инерции J не изменяется). Относительная частота вращения холостого хода v_x зависит от параметров машины (см. рис. 4.4, 4.9) и уменьшается с увеличением параметра ξ_m , в то время как пусковой момент при этом возрастает. Увеличение числа полюсов при $D = \text{const}$ приводит к уменьшению ξ_m и ухудшению использования машины.

Коэффициент демпфирования. Если принимать механическую характеристику $M = f(n)$ линейной, то коэффициент демпфирования $k_D = M_k / \Omega_x$ (см. § 2.3).

В действительности кривая $M = f(n)$ нелинейна (см. рис. 2.3, а, 5.17) и для практических расчетов расчетов можно принять

$$k_D = (M_k - M_n) / \Omega_n = 30 M_k \left(1 - \frac{1}{k_m} \right) / (\pi v_n n_c). \quad (4.35)$$

При заданном пусковом моменте коэффициент демпфирования тем больше, чем меньше номинальная частота вращения двигателя и больше кратность пускового момента. Как видно из рис. 4.4 и 4.5, в режиме пуска для машин, работающих при круговом поле $\alpha_e = \alpha_{eo}$; $\xi_c = \xi_{co}$, это достигается при уменьшении ξ_m и ρ_s , что соответствует большему критическому скольжению s_k и, следовательно, увеличению линейности механической характеристики.

При изменениях коэффициента сигнала α_e и емкостного сопротивления ξ_c изменяется нелинейность механической характеристики Δm , а следовательно, и коэффициент демпфирования.

§ 5.1 Последовательность расчета исполнительных двигателей параметрическим методом и оптимальные относительные параметры

Принципы параметрического расчета исполнительных двигателей и результаты исследований их характеристик описаны в гл. 4, там же приведена общая схема расчета двигателя (см. рис. 4.1). С помощью предварительно полученных зависимостей в виде кривых и полиномов можно синтезировать ИД с заданными свойствами. Расчет ИД можно условно разбить на восемь этапов: анализ технического задания и выявление основных требований (§ В.2; 6.1); выбор оптимальных относительных параметров по кривым (§ 4.3; 4.5) и полиномам (§ 4.4); определение главных размеров ИД по значению оптимальных параметров (§ 5.2); проверка выполнения относительных параметров; проверка основных показателей для выбранного варианта машины (§ 5.2); разработка поперечной геометрии машины (§ 7.1) и уточнение относительных параметров; расчет обмоток (§ 7.2) и абсолютных значений параметров (§ 8.2); поверочный электромагнитный (§ 7.3; 7.4; 8.1) и тепловой (гл. 9) расчеты.

В зависимости от технических требований, сформулированных в проектном задании (см. § 6.1), прежде всего выбирается (или задается) схема включения ИД и способ управления. Обычно применяют две схемы включения при питании ИД: 1) от двухфазной сети со сдвигом напряжений по фазе за счет элементов схемы («сдвиг схемой»); 2) от однофазной сети — с конденсатором в цепи возбуждения (конденсаторный ИД).

Наибольшее распространение получило амплитудное управление, при котором изменяется управляющее напряжение, т. е. коэффициент сигнала. При «сдвиге схемой» коэффициент сигнала $\alpha = U_y/U_v$. Удобнее пользоваться эффективным коэффициентом сигнала: $\alpha_e = U_y/(U_v/k) = \alpha k$ (где $k = \omega_{SB}k_{o.v}/(\omega_{Sy}k_{o.y})$). Для ИД с конденсатором в цепи возбуждения эффективный коэффициент сигнала $\alpha_e = \alpha k$; $\alpha = U_y/U_c$.

В зависимости от α_e для «сдвига схемой», а для ИД с конденсатором в цепи возбуждения от α_e и емкости C получается различное по характеру поле (эллиптическое, круговое, пульсирующее).

Конденсаторный ИД отличается простотой схемы включения (однофазное питание), возможностью получения большого пускового момента (за счет выбора емкости $C_m > C_o$), меньшей электро-механической постоянной времени и большей полезной мощности. Однако он уступает ИД при сдвиге схемой по линейности механической и регулировочной характеристик, имеет меньшую частоту вращения при холостом ходе из-за эллиптичности поля в этом режиме.

Обычно ИД должны допускать длительную работу при неподвижном роторе, и этот режим, как наиболее напряженный в тепловом отношении, является исходным при расчете машины. Плотность теплового потока, определяемая потребляемой при пуске мощностью $P_{СК}$, отнесенной к единице поверхности машины $\sigma_S = P_{СК}/S_K$, должна быть меньше допустимой с учетом класса нагревостойкости изоляции обмотки.

С точки зрения использования машины, а именно затрат потребляемой при пуске мощности $P_{СК}$ на единицу пускового момента в синхронных ваттах $P_{э.к0}$, наиболее выгодно получение кругового поля в режиме пуска.

При «сдвиге схемой» в общем случае ($\alpha_e = 1$) электромагнитная мощность при пуске

$$P_{э.кA} = \frac{2U_c^2 \alpha_e \rho'_{Ry.k}}{k^2 r_{Ry} (\rho_{y.k}^2 + \xi_{y.k}^2)}, \quad (5.1)$$

где $U_c = U_B$.

Для исполнительных двигателей с конденсатором в цепи возбуждения

$$P_{э.к} = P_{э.кA} k_{СК}, \quad (5.2)$$

где $k_{СК}$ — коэффициент, учитывающий влияние емкости.

Потребляемая при пуске мощность

$$P_{СК} = P_{э.к}/\eta_k, \quad (5.3)$$

где η_k — коэффициент использования.

В табл. 5.1 приведены формулы для определения основных показателей в режиме пуска ИД с конденсатором в цепи возбуждения при различных условиях выбора емкости ξ_c и эффективного коэффициента сигнала α_e .

Выбирая различные α_e и ξ_c , можно изменять степень эллиптичности поля, что иногда требуется для уменьшения мощности управления, увеличения линейности механической характеристики. При этом коэффициент использования машины η_k уменьшается.

Оптимальные относительные параметры ИД, работающего от двухфазной или однофазной сети, могут быть найдены в зависимости от требований, предъявляемых к их свойствам с помощью кривых или формул (§ 4.3; 4.4; 4.5) и рекомендаций по их выбору (табл. 5.2—5.4).

Те же критериальные и аналитические зависимости применимы для ИД с короткозамкнутым ротором, если влияние сопротивления рассеяния ротора учесть с помощью коэффициента преобразования схемы замещения $c' = 1 + \xi_R/\xi_m$. В этом случае все относительные

Т а б л и ц а 5.1. К выбору емкости в цепи возбуждения ИД

Условия выбора емкости	ξ_C	$k_{CK} = P_{3,к}/P_{3,ка}$	$P_{3,к}/P_{3,ко}$	$\eta_k = P_{3,к}/P_{3к}$	$P_{y,к} = P_{y,к}/P_{3к}$
Круговое поле при пуске: $\alpha_e = \alpha_{eo}$, $\xi_C = \xi_{Co}$	$\xi_{Co} = \gamma_{y,к}^2 / \xi_{y,к} = \rho_{y,к} (1 + \alpha_{eo}^2) / \alpha_{eo}$	$k_{Cк} = \xi_{y,к} / \rho_{y,к} = \alpha_{eo}$	1	$\eta_{ко} = \rho'_{R_{y,к}} / \rho_{y,к}$	$\rho_{y,к} / (2\rho'_{R_{y,к}})$
Максимальный пусковой момент	$\xi_{Cm} = \gamma_{y,к} = \rho_{y,к} \sqrt{1 + \alpha_{eo}^2}$	$k_{Cкм} = (\gamma_{y,к} + \xi_{y,к}) / (2\rho_{y,к}) = 0,5 \left(\sqrt{1 + \alpha_{eo}^2} + \alpha_{eo} \right)$	$k_{Cкм} / \alpha_{eo}$	$\eta_{ко} / A$	$(\alpha_e / \alpha_{eo}) \times (\xi_{y,к} / \rho'_{R_{y,к}}) \times \left(\sqrt{1 + \alpha_{eo}^2} - \alpha_{eo} \right)$
Резонанс напряжений $\cos \varphi_{в,к} = 1$	$\xi_{Cp} = \xi_{y,к} = \rho_{y,к} \alpha_{eo}$	$k_{Ccp} = \xi_{y,к} / \rho_{y,к} = \alpha_{eo}$	1	$\eta_{ко} / A$	$\alpha_e \rho_{y,к} / (2\alpha_{eo} \rho'_{R_{y,к}})$
Произвольные α_e и ξ_C	$\xi_C = x_C / (k^2 r_{Ry})$	$k_{Cк} = \rho_{y,к} \xi_C / [\rho_{y,к}^2 + (\xi_{y,к} - \xi_C)^2]$	$k_{Cк} / \alpha_{eo}$	$\eta_{ко} / A$	$\alpha_e / (2\xi_C \rho'_{R_{y,к}}) \times [\rho_{y,к}^2 + (\xi_{y,к} - \xi_C)^2]$

Примечание. $\rho_{y,к} = \rho_S + \rho'_{R_{y,к}}$, $\xi_{y,к} = \xi_S + \xi'_{R_{y,к}}$, $\gamma_{y,к} = \sqrt{\rho_{y,к}^2 + \xi_{y,к}^2}$, $\rho'_{R_{y,к}} = \xi'_{m} / (1 + \xi_m^2)$, $\xi'_{R_{y,к}} = \xi_m / (1 + \xi_m^2)$, $\alpha_{eo} = \xi_{y,к} / \rho_{y,к}$, $C = 106 / (2\pi f e^2 r_{Ry} \xi_C)$, $A = \frac{\alpha_{eo}}{2\xi_C} \xi_{Co} \left(\alpha_e + \frac{1}{\alpha_e} \right) + \frac{\alpha_e \xi_C}{2\rho_{y,к}} - \alpha_e \alpha_{eo}$.

Т а б л и ц а 5.2. Оптимальные параметры ИД при наилучшем использовании машин, минимальных постоянных времени и отсутствии самохода

Критерии оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение критерия оптимальности	Зависимость критериев оптимальности от параметров	Оптимальные параметры	Замечания
Максимальный коэффициент использования	$\eta_k = \frac{P_{э.к}}{P_{Sк}}$	$\eta_{ко} = \rho'_{R_{y.к}}(\rho_s + \rho'_{R_{y.к}})$	Рис. 4.13		
Максимальный удельный момент	$\mu_k = \frac{M_k}{P_{Sк}}$	$\mu_{ко} = (p/f) \eta_{ко}$	Рис. 4.13	Минимально возможное ρ_s $\xi_{sг} = 0,75 \div 1,0$	Наилучшее использование соответствует режиму кругового поля при пуске
Минимальная удельная мощность управления	$P_{y.к} = \frac{P_{y.к}}{P_{э.к}}$	$P_{y.ко} = \rho_{y.к}/(2\rho'_{R_{y.к}})$	Рис. 4.15		

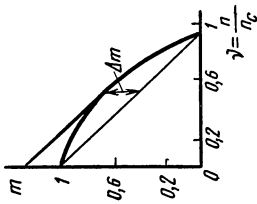
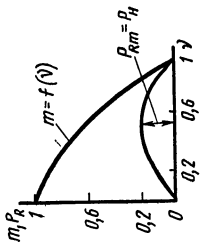
Критерии оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение критерия оптимальности	Зависимость критериев оптимальности от параметров	Оптимальные параметры	Замечания
Минимальная электромагнитная постоянная времени, с	T_m	$T_m = \pi J \nu_0 \nu_c / (30 M_k)$	—	Для уменьшения T_m следует по возможности уменьшить диаметр ротора, что при заданных частоте f и числе полюсов $2p$ связано с уменьшением ξ_m	Получение минимальной электромагнитной постоянной времени рассмотрено в § 5.4
Минимальная электромагнитная постоянная времени, с	T_ε	$T_\varepsilon = x_{y,\kappa} / (2\pi f r_{y,\kappa}) = \alpha_{eo} / (2\pi f)$	—	$\xi_m = 0,75 \div 1,0$	
Отсутствие самохода		Общий случай: $\xi_m = \sqrt{\frac{(\rho_S + \rho_H)^2 + (\xi_S + \xi_H)^2}{(\rho_S + \rho_H)^2 + (\xi_S + \xi_H + \xi_m)^2}} \leq 1;$ при коротком замыкании обмотки у $S'_\kappa \geq 1$; при размыкании обмотки у $\xi_m \leq 1$	Рис. 2.7, 2.8	Наиболее опасный случай: разомкнутая обмотка управления и момент сопротивления $M_c = 0$. При этом $\xi_m \leq 1$	Даны выражения при $\xi_\kappa = 0$

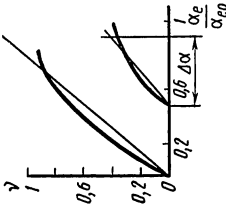
Т а б л и ц а 5.3. Оптимальные параметры ИД при сдвиге питающих напряжений схемой

Критерий оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение или график для определения критерия оптимальности	Зависимости от относительных параметров	Оптимальные параметры	Замечания
Линейность механической и регуляционной характеристик	Нелинейность ха- рактеристики $\Delta m = \Delta M / M_k$	$\Delta m_0 = \frac{(0,75/s_k) + \rho_s (\gamma_s^2 s_k)}{2s_k + (0,5/s_k) + \frac{2\rho_s}{\gamma_s^2 s_k}}$	Рис. 4.10	Минимально возможные ρ_s и ξ_s	1. Формула для Δm_0 получена при $\nu_{\Delta m} = 0,5$. В действительности при изменении параметров $\nu_{\Delta m} = 0,44 \div 0,56$
	Кратность пускового момента $k_M = M_k / M_H$	$k_{M0} = \frac{k_1 + 2\rho_s s_H + \gamma_s^2 s_H^2}{s_H (k_1 + k_2)},$ где $s_H = 1 - \nu_H$	Рис. 4.10	Практически можно получить $\rho_s = 0,04 \div 0,2$	2. Различие в параметрах $\xi_s \neq \rho_s$ оказывает на характеристики сравнительно малое влияние и в предварительных расчетах может не учитываться
	Относительная номинальная частота вращения $\nu_H = n_H / n_c$	$\nu_H = \frac{k_1 + k_2 - \sqrt{k_1^2 + k_1 k_2}}{k_2},$ где $k_1 = \gamma_s^2 s_k^2$, $k_2 = \gamma_s^2 + 2\rho_s$	Рис. 4.9	$\xi_s = 0,07 \div 0,4$. Нижний предел ξ_s относится к ИД при $f = 50$ Гц	3. Номинальная относительная частота вращения при $\alpha_e = 1$ и различных параметрах колеблется в узких пределах $\nu_H = 0,47 \div 0,54$

Критерий оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение или график для определения критерия оптимальности	Зависимости от относительных параметров	Оптимальные параметры	Замечания
	Зона линейного регулирования частоты вращения $\Delta\alpha$ с точностью $\pm 5\%$		Рис. 4.11		4. Относительная частота вращения, при которой отклонение регулировочной характеристики от линейной максимально, составляет $\nu_{\Delta\alpha} = 0,78 \div 0,8$
Максимальный коэффициент полезного действия	КПД без учета механических потерь при $\nu = 0,5$ и $\alpha_0 = 1$; $\eta' = P_{\text{в}}/P_{\text{с}}$	$\eta' = \frac{0,25\xi_m^2}{\rho_s(1 + 0,25\xi_m^2) + 0,5\xi_m^2}$	—	Минимально возможные ρ_s и $\xi_m = 0,75 \div 1,0$	ξ_s при круговом поле на КПД не влияет
Максимальный коэффициент мощности	Коэффициент мощности при покупке $\cos \varphi_{\text{вк}} = \cos \varphi_{\text{к}} = \cos \varphi_{\text{к}}$	$\cos \varphi_{\text{к}} = [\rho_s(1 + \xi_m^2) + \xi_m^2] / \sqrt{[\rho_s(1 + \xi_m^2) + \xi_m^2]^2 + \xi_m^2}$	—	$\xi_m = 0,75 \div 1,0$ при $\rho_s \neq \xi_s$ Минимально возможное ρ_s при $\xi_m > 0,5$	Максимальное значение $\cos \varphi_{\text{к}}$ не зависит от коэффициента сигнала

Т а б л и ц а 5.4. Оптимальные параметры ИД с конденсатором в цепи возбуждения

Критерий оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение или график для определения критерия оптимальности	Зависимости от относительных параметров	Оптимальные параметры	Замечания
Линейность механической и регулировочной характеристик	Нелинейность механической характеристики $\Delta m = \Delta M / M_k$	 График зависимости m от $\gamma = \frac{\eta}{\eta_c}$. Показана нелинейность Δm.	Рис. 4.5 Рис. 4.7	При $\xi_m < 0,8$ с уменьшением ρ_s нелинейность Δm растет, а при $\xi_m > 0,8$ падает, при $\xi_m > 0,8$ для уменьшения Δm надо стремиться к минимальному ρ_s	Относительная частота вращения $\nu_{\Delta m}$, при которой Δm максимальна, колеблется при изменении параметров от 0,46 до 0,57
Относительные частоты вращения: номинальная ν_n , скорость холостого хода ν_x		 График зависимости m от γ. Показаны номинальная частота вращения $\rho_n = \rho_{\eta}$ и холостая скорость $\rho_{xm} = \rho_{\eta}$.	Рис. 4.4	—	При круговом повороте в режиме пуска относительные частоты вращения ν_n и ν_x не зависят от параметра ξ_s

Критерий оптимальности	Показатель критерия оптимальности	Аналитическое выражение или график для определения критерия оптимальности	Зависимости от относительных параметров	Оптимальные параметры	Замечания
	Зона линейного регулирования частоты вращения $\Delta\alpha$ с точностью $\pm 5\%$: $\Delta\alpha = \frac{\alpha_{e2} - \alpha_{e1}}{\alpha_{e0}}$		Рис. 4.8	Зона линейного регулирования больше у машин с малым ξ_m , особенно при больших значениях ρ_s и ξ_s	
Максимальный коэффициент эффективности мощности	Коэффициент мощности при покупке $\cos \varphi_{y,k}$ и $\cos \varphi_{a,k}$	$\cos \varphi_{y,k} = \frac{\rho_{y,k}}{\sqrt{\rho_{y,k}^2 + \xi_{y,k}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \alpha_{e,0}^2}};$ $\cos \varphi_{a,k} = \frac{\alpha_{e0}}{\sqrt{1 + \alpha_{e,0}^2}}$		Можно рекомендовать выбирать α_{e0} вблизи 1 (ξ_m вблизи 1), при этом $\cos \varphi_{y,k} = \cos \varphi_{a,k} = 0,7$	Требования, предъявляемые с точки зрения увеличения $\cos \varphi_{y,k}$ и $\cos \varphi_{a,k}$, противоречивы

параметры схемы замещения увеличиваются и берутся равными:

$$\xi'_m = \xi_m c'; \quad \rho'_s = \rho_s (c')^2; \quad \xi'_s = \xi_s (c')^2 + \xi_R c' \quad \text{и} \quad \xi'_c = \xi_c (c')^2,$$

а базовое сопротивление $r'_R = r_R / (c')^2$.

Выбор оптимальных параметров производится в зависимости от того, какие критерии оптимальности являются наиболее важными. Чаще всего основными требованиями при этом являются: минимальная электромеханическая постоянная времени; получение заданной нелинейности механической характеристики; минимальные размеры и масса.

При выборе оптимальных параметров следует учитывать следующие общие рекомендации.

1. Для увеличения линейности механической и регулировочной характеристик, повышения коэффициента демпфирования k_D и уменьшения электромеханической постоянной времени T_m следует уменьшать относительное сопротивление ξ_m . Так как ξ_m для принятых числа полюсов и частоты однозначно определяет внутренний диаметр статора (см. табл. 4.1), выбор ее должен быть увязан с награвом машины и технологичностью ее конструкции.

2. Для уменьшения удельной мощности управления и электромагнитной постоянной времени, улучшения использования машины, повышения коэффициента мощности, получения максимально возможного диаметра необходимо увеличивать ξ_m . Целесообразно при этом выбирать ξ_m близким к предельному значению, которое из условия отсутствия самохода равно единице ($\xi_m = 0,75 \div 1$). Дальнейшее увеличение ξ_m мало снижает удельную мощность управления и сравнительно мало повышает коэффициент использования, особенно при небольших ρ_s . При $\xi_m = 1$ и $\rho_s = \xi_s$ коэффициент мощности обеих фаз статора при пуске одинаков: $\cos \varphi_{у.к} = \cos \varphi_{в.к} = 0,7$.

3. Для того чтобы увеличить линейность регулировочных характеристик, т. е. расширить диапазон линейного регулирования частоты вращения, увеличить использование машины, получить больший коэффициент демпфирования, необходимо выбирать относительное активное сопротивление обмотки статора $\rho_s = r_{sy} / r_{Ry}$ минимально возможным. Следует стремиться, чтобы ρ_{sy} по возможности не превышало 0,1.

4. Для увеличения линейности механической характеристики и коэффициента демпфирования следует уменьшать относительное сопротивление рассеяния обмотки статора ξ_s .

5. Для ИД с конденсатором в обмотке возбуждения увеличение емкости повышает линейность механической и регулировочной характеристик. При значении $\xi_m \leq 0,75$ можно заметно снизить удельную мощность управления, выбирая емкость из условия получения максимального пускового момента.

6. При выборе оптимальных параметров следует учитывать, что наилучшее использование и наименьшие размеры для двигателей,

продолжительно работающих в стопорном режиме, получают при круговом поле при пуске, т. е. для конденсаторного ИД при коэффициенте сигнала α_{eo} и емкостном сопротивлении ξ_{co} , а при включении ИД в двухфазную сеть при $\alpha_e=1$.

7. Чтобы в высокочастотных машинах ξ_m не превысило 1, необходимо выбирать число полюсов $2p > 2$. Оптимальное число полюсов согласно кривым, изображенным на рис. 4.14, составляет при $f=50$ Гц $2p=2$, а при $f=500$ Гц — в зависимости от внутреннего диаметра статора $2p=4, 6, 8$ (и только для совсем малых машин, имеющих $D < 20$ мм, $2p=2$). Увеличение числа полюсов дает возможность одновременно увеличивать диаметр D , сохраняя $\xi_m=1$, что позволяет выполнять машины большей мощности, не имеющие самохода при разомкнутой обмотке управления.

§ 5.2 Выбор оптимальных относительных параметров и определение главных размеров исполнительных двигателей

Рассмотрим, как следует выбирать оптимальные параметры схемы замещения ИД (при круговом и эллиптическом полях) и находить основные размеры.

Выбор относительных параметров ξ_m , q_s и ξ_s при круговом поле в режиме пуска. Этот режим обычно является наиболее напряженным в тепловом отношении. Исключение составляют исполнительные двигатели, в обмотках которых наибольшие токи возникают в режиме холостого хода, а также двигатели, продолжительная работа которых не предусмотрена при двухфазном питании и неподвижном роторе.

Если задана, например, требуемая механическая характеристика ИД, то известны ее нелинейность Δt , кратность пускового момента $k_m = M_K/M_H$, относительные частоты вращения: номинальная v_H и холостого хода v_x . Для нахождения относительных параметров используются зависимости Δt от ξ_m и ρ_s , полученные при круговом поле (см. рис. 4.5; 4.10).

Влияние ξ_m на Δt рекомендуется учитывать после уточнения значений относительных параметров. Можно использовать и зависимости относительных частот вращения: номинальной v_H и холостого хода v_x от параметров ξ_m и ρ_s (см. рис. 4.4; 4.9).

Если ограничена мощность управления, то надо использовать зависимость удельной мощности управления $p_{у.к} = P_{у.к}/P_{э.ко}$ от параметров ξ_m и ρ_s (см. рис. 4.15).

При выборе ξ_m учитывается также условие отсутствия самохода. В частности, при снятии сигнала размыканием цепи обмотки управления, моменте сопротивления $M_c=0$ и $\xi_R=0$ необходимо, чтобы $\xi_m \leq 1$ (у ИДП) или $\xi_m + \xi_R \leq 1$ (у ИДК).

Для случаев, когда заданы электромеханическая постоянная времени T_m или момент инерции J , следует увязать с их значениями выбор относительного параметра ξ_m . При этом можно воспользо-

ваться формулой для T_m в табл. 5.2, а также зависимостями момента инерции от диаметра ротора $J=f(D_R)$ (см. рис. 7.10). При предварительных расчетах T_m можно использовать кривые $v_x=f(\xi_m, \rho_s)$ (см. рис. 4.4), а при «сдвиге схемой» и $\alpha_e=1$ теоретическая частота вращения $v_x=1$.

Если в проектном задании нет условий, определяющих выбор относительных параметров, то по целому ряду положительных свойств (меньшей мощности управления, отсутствию самохода при разомкнутой обмотке управления, хорошим энергетическим показателям) следует выбирать $\xi_m=0,75 \div 1$.

Относительное активное сопротивление обмотки статора ρ_s выбирают возможно меньшим. Рекомендуется также ограничивать значение ξ_s . Практически ξ_s чаще всего выбирается на этапе уточнения относительных параметров (см. рис. 4.1).

Параметр ξ_m в машинах мощностью меньше 50 Вт лежит в пределах 0,2 ... 1,4. Меньшие значения относятся к двигателям малой мощности. Для машин, у которых заданы частота сети f и число пар полюсов p , выбор ξ_m означает и выбор внутреннего диаметра статора D , а при выбранных отношениях $k_D=D/D_n$ и l_s/D (где D_n — наружный диаметр пакета статора) практически и выбор наружной поверхности машины. Поэтому параметр ξ_m должен быть увязан с допустимым тепловым режимом машины.

По условиям нагрева в машинах большей мощности иногда приходится отступать от оптимальных значений ξ_m в сторону увеличения; при этом не удается выполнить условия отсутствия самохода при разомкнутой обмотке управления $\xi_m < 1$.

Увеличение интенсивности отвода теплоты и, в частности, применение внешнего обдува ИД позволяют повысить мощность, при которой $\xi_m \leq 1$. Стремление уменьшить момент инерции машины приводит к уменьшению параметра ξ_m , что связано с ухудшением энергетических показателей машины.

Выбор оптимальных параметров двигателя целесообразно согласовывать с параметрами питающей сети, в частности сопротивлением усилителя в цепи управления (см. § 5.5).

Определение главных размеров ИДП. Внутренний диаметр статора D находим по выбранному значению ξ_m , используя его выражение из табл. 4.1

$$\xi_m = 1,97 \cdot 10^{-6} f D^2 \Delta / (k_r \rho_R k_\delta k_\mu \delta p^2) \quad (5.4)$$

и принимая удельное сопротивление в зависимости от выбранного материала для полого ротора и его рабочей температуры. Отноше-

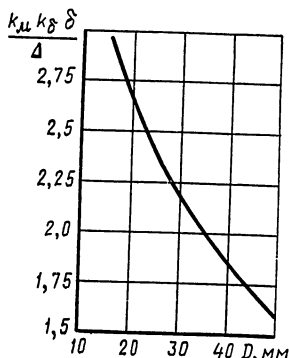


Рис. 5.1. Зависимость $k_\mu k_\delta \delta / \Delta = f(D)$

ние $k_{\mu}k_{\delta}\delta/\Delta$ берется в пределах от 1,6 до 2,9 по кривой рис. 5.1. Для полого ротора, выполненного из алюминия, при рабочей температуре $\vartheta_R=100^{\circ}\text{C}$, $\rho_R=3,92\cdot 10^{-2}$ мкОм·м и отношении $k_{\mu}k_{\delta}\delta/\Delta=2$

$$\xi_m=2,56\cdot 10^{-5}fD^2/(k_r p^2). \quad (5.5)$$

Коэффициент увеличения сопротивления ротора из-за краевого эффекта принимают равным 1,3 для $2p=2$ и 1,1 для $2p>2$. Более точное значение k_r можно найти из рис. 5.2.

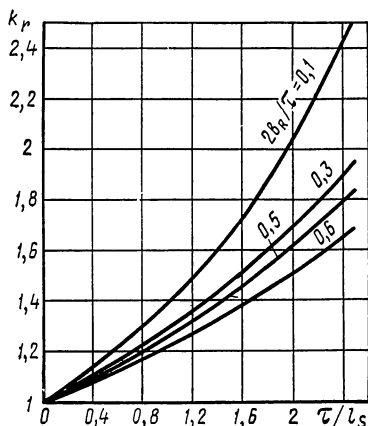


Рис. 5.2. Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления ротора $k_r = f(\tau/l_s)$ при $2b_R/\tau = \text{const}$

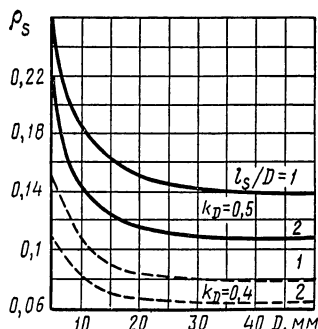


Рис. 5.3. Зависимость относительного активного сопротивления обмотки статора $\rho_s = f(D)$ для $k_D=0,5$ и $0,4$; $l_s/D=1$ и 2

Возможность выполнения машины с выбранным относительным активным сопротивлением обмотки статора ρ_s проверяется по формуле

$$\rho_s = \frac{2,26 [1 + 2,67 D \beta / (p l_s)] \Delta}{k_r k_o^2 k_{з.г} k_n D [(1/k_D^2) - 1]} \quad (5.6)$$

или по кривым, показанным на примере ИД с двухслойной обмоткой (рис. 5.3). Кривые построены для $2p=6$ при температуре обмотки статора $\vartheta_s=75^{\circ}\text{C}$; $\rho_m=2,17\cdot 10^{-2}$ мкОм·м и роторе, выполненном из алюминия при $\vartheta_R=100^{\circ}\text{C}$; $\rho_R=3,92\cdot 10^{-2}$ мкОм·м при отношениях $D/l_s=0,5$ и 1 ; $k_D=D/D_n=0,4$ и $0,5$. Среднее значение коэффициента использования листа статора $k_n=0,45$. Коэффициент заполнения паза медью зависит от диаметра провода (рис. 5.4) и для наиболее часто применяемых диаметров в среднем может быть принят $k_{з.г}=0,25$. Средний обмоточный коэффициент для двухслойной обмотки с укороченным шагом $k_o=0,86$.

Предварительное значение относительного сопротивления рассеяния может быть определено по формуле

$$\xi_s = 6,2 \cdot 10^{-6} f D \Delta \Sigma \lambda_s / (k_r \rho_R k_o^2 p q), \quad (5.7)$$

где $\Sigma \lambda_s = \lambda_n + \lambda_\delta + \lambda_L$; D и Δ — в мм.

Толщина полого ротора выбирается по кривой $\Delta = f(D)$ (рис. 5.5) по данным выполненных машин. Значения Δ рекомендуется брать не меньше указанных.

При выборе относительных параметров ρ_s и ξ_s параллельно ведется выбор коэффициентов, определяющих геометрию машины

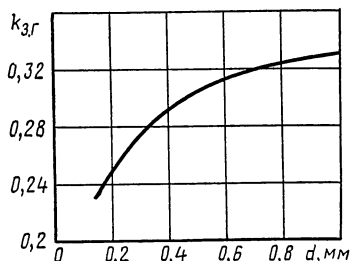


Рис. 5.4. Зависимость коэффициента заполнения паза статора медью $k_{зг} = f(D)$ для провода ПЭТВ-1

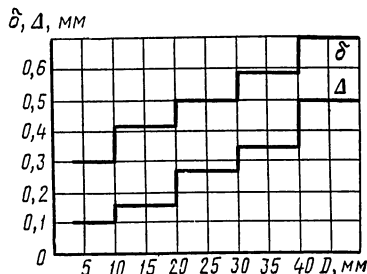


Рис. 5.5. Зависимость толщины цилиндра ротора Δ и суммарного воздушного зазора δ от внутреннего диаметра статора D

и ее размеры. В частности, выбирается коэффициент $k_D = D/D_n$, позволяющий определить наружный диаметр листа статора

$$D_n = D/k_D \quad (5.8)$$

и отношение $k_{ls} = l_s/D$ или связанное с ним отношение $k_{lR} = l_R/D$, определяющее длину ротора

$$l_R = k_{lR} D_R. \quad (5.9)$$

При предварительных расчетах можно принимать $D_R \approx D$. Из технологических условий для тонкостенного алюминиевого цилиндра достаточной жесткости необходимо выбирать $k_{lR} < 2 \div 2,5$. Коэффициент $k_D = 0,4 \div 0,5$.

Двусторонняя длина краев ротора, выступающих за сталь статора,

$$2b_R = k_{\tau R} \tau = k_{\tau R} \pi D / (2p), \quad (5.10)$$

где $k_{\tau R} = 0,3 \div 0,6$. Коэффициент $k_{\tau R}$ следует выбирать минимально возможным из технологических соображений, учитывая, что удлинение ротора увеличивает его момент инерции и электромеханическую постоянную времени, а сопротивление ротора при удлинении

краев по сравнению с минимальными значениями практически не меняется. При проверке минимального значения выступающих краев ротора $2b_R = b'_R + c_R + \Delta_{\text{дн}}$, где $\Delta_{\text{дн}}$ — толщина дна; c_R , b'_R — вылеты со стороны дна и с противоположной стороны. Необходимо также учитывать сумму допусков.

Длина пакета статора

$$l_S = l_R - 2b_R. \quad (5.11)$$

Наружный диаметр корпуса машины $D_K = D_H + 2\Delta_{\text{корп}}$, наружная длина l_K определяется по (7.79). Отношение l_K/D_K для ИД обычно колеблется в пределах 1,3 ... 1,7. Толщина корпуса $\Delta_{\text{корп}} = 0,1 \div 4$ мм. Размер D_K округляется в соответствии с ГОСТ 12126—86.

Проверка выбранного варианта машины. Полученные размеры машины проверяются по допустимой тепловой нагрузке σ_S доп. Подводимая мощность, Вт, при пуске

$$P_{S_{\text{ко}}} = P_{\text{э,ко}} / \eta_{\text{ко}}. \quad (5.12)$$

Электромагнитная мощность, Вт, при пуске

$$P_{\text{э,ко}} = \pi M_{\text{ко}} n_c / 30. \quad (5.13)$$

Здесь $M_{\text{ко}}$ — пусковой момент, Н·м; n_c — синхронная частота вращения машины, об/мин. Коэффициент использования

$$\eta_{\text{ко}} = 1 / [1 + \rho_S (1 + \xi_m^2) / \xi_m^2]. \quad (5.14)$$

Если в задании дана полезная мощность $P_{R\text{н}}$, то пусковой момент, Н·м,

$$M_{\text{ко}} = 30 k_p k_m P_{R\text{н}} / (v_H n_c), \quad (5.15)$$

где $k_p = P'_{R\text{н}} / P_{R\text{н}}$ — отношение полной механической мощности к полезной.

Кратность пускового момента k_m и относительная номинальная скорость v_H определяются в зависимости от выбранных параметров по табл. 5.3 и рис. 4.4, 4.5 (или рис. 4.9, 4.10).

Удельный тепловой поток, Вт/см², должен быть меньше допустимого значения (см. § 9.2):

$$\sigma_S = P_{S_{\text{ко}}} / S_K < \sigma_{S\text{доп}}. \quad (5.16)$$

Если удельной тепловой поток больше допустимого, то следует увеличить размеры машины и уточнить относительные параметры.

Проверяется также мощность обмотки управления $P_{\text{у,к}} = P_{S_{\text{ко}}} / 2$. Если $P_{\text{у,к}}$ больше заданного значения, то машину следует проектировать при эллиптическом поле в режиме пуска. Уменьшение мощности управления может быть достигнуто уменьшением эффективного коэффициента сигнала α_e по сравнению с коэффициентом сигнала при круговом поле α_{e0} . Эффективный коэффициент сигнала при круговом поле при сдвиге питающих напряжений схемой $\alpha_{e0} = k\alpha_0 = 1$.

Для двигателя с конденсатором в цепи возбуждения α_{eo} и ξ_{co} находят по формулам табл. 5.1.

В некоторых случаях заметное уменьшение мощности управления на единицу пускового момента может быть достигнуто увеличением емкости по сравнению с $C_o = 10^6 / (2\pi f k^2 r_{Ry} \xi_{co})$ до значения, обеспечивающего максимальный пусковой момент (табл. 5.1).

Если электромеханическая постоянная времени не была определяющей величиной при проектировании двигателя, то ее следует проверить по формуле табл. 5.2. При этом момент инерции рассчитывается по § 7.6 или берется по кривой, изображенной на рис. 7.10, относительная частота вращения холостого хода находится по кривым, приведенным на рис. 4.4 или 4.9.

Определение главных размеров при выбранных тепловых нагрузках статора и ротора. Можно предложить для предварительного определения главных размеров ИД схемы расчета, в которых в зависимости от заданных климатических условий и условий охлаждения предварительно выбираются удельные тепловые потоки статора σ_s и ротора σ_R (см. § 9.2), т. е. выбор параметров одновременно увязывается с допустимым нагревом обмотки (см. рис. 9.3 и 9.6). Следует учитывать, что тепловые нагрузки статора и ротора связаны между собой уравнением

$$\sigma_R = \sigma_s \frac{\eta_{\text{ко}} \left(k_{IS} + k_{\tau} \frac{\pi}{2p} + \frac{1}{2k_D} \right)}{k_D (k_{IR} + 0,25)}. \quad (5.17)$$

Последовательность расчета различна в зависимости от главного требования по условиям применения машины.

Рассматриваются схемы определения главных размеров для: минимальной электромеханической постоянной времени T_m (рис. 5.6); заданной нелинейности механической характеристики Δm (рис. 5.7); минимальных размеров машины (рис. 5.8); заданного наружного диаметра (рис. 5.9); заданного штампа листов статора (рис. 5.10).

Во всех случаях диаметр ротора в первом приближении принимается равным внутреннему диаметру статора и используются конструктивные коэффициенты $k_{IR} = l_R/D$ и $k_D = D/D_H$.

Минимальная постоянная времени T_m обеспечивается за счет выполнения ротора предельно возможной из технологических соображений длины ($k_{IR} \leq 2,5$) и максимально допустимой плотности теплового потока ротора σ_R при круговом поле при пуске, а также максимально выполнимого числа полюсов.

Однако иногда, для того чтобы при выбранной тепловой нагрузке статора σ_s уравнения для коэффициента использования η_k (рис. 5.6, 5.8) решались совместно при рекомендованных значениях $k_D = 0,3 \div 0,5$, приходится отступать от максимально возможных σ_s и числа пар полюсов p в сторону их уменьшения.

Минимальную массу (объем) машины можно получить при круговом поле при пуске, минимальном числе полюсов машины, наи-

большем коэффициенте использования η_k , а также предельно допустимых плотностях теплового потока статора σ_s и ротора σ_R . Следует иметь в виду, что в машинах большой мощности не удается получить $\xi_m \leq 1$.

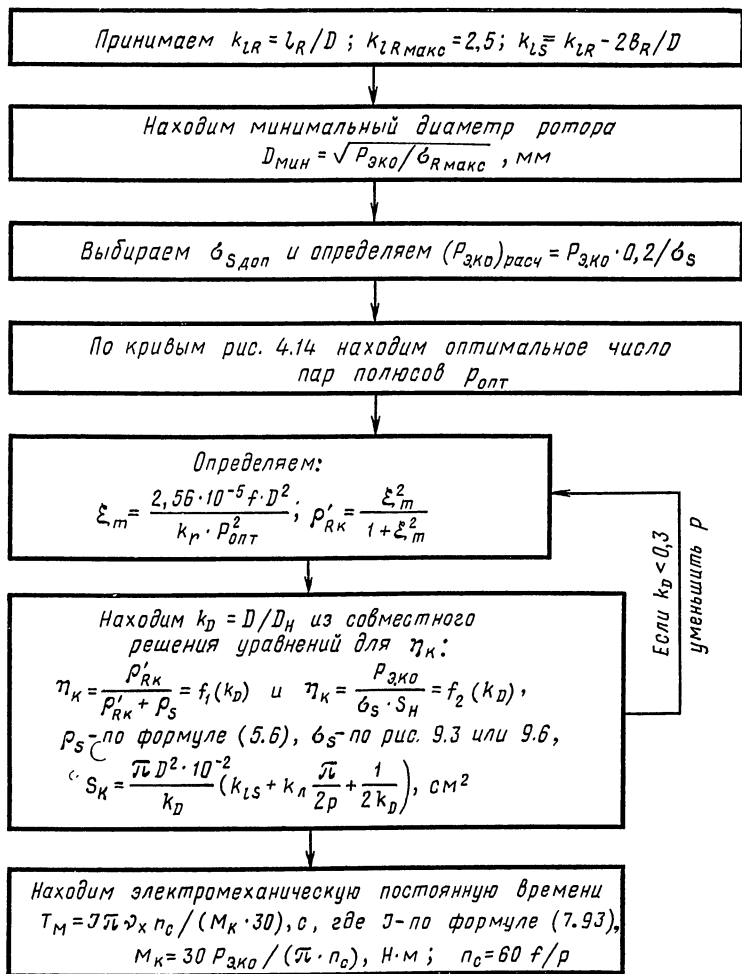


Рис. 5.6. Схема расчета главных размеров ИДП при минимальной постоянной времени T_M

Предлагаемые схемы не исчерпывают, разумеется, всех задач, возникающих при проектировании ИД. В частности, в качестве главного требования может выступать не одна, а несколько величин.

Расчет ИД при эллиптическом поле в режиме пуска. Проектирование ИД при эллиптическом поле в режиме пуска производит-

ся при ограничении мощности управления и при высоких требованиях к линейности механической и регулировочной характеристик. При этом энергетические показатели машины ухудшаются, а ее размеры увеличиваются. Параметрический метод расчета позволяет выявить необходимую степень эллиптичности поля и оценить ее влияние на выходные характеристики машины. Возможны две постановки задачи:

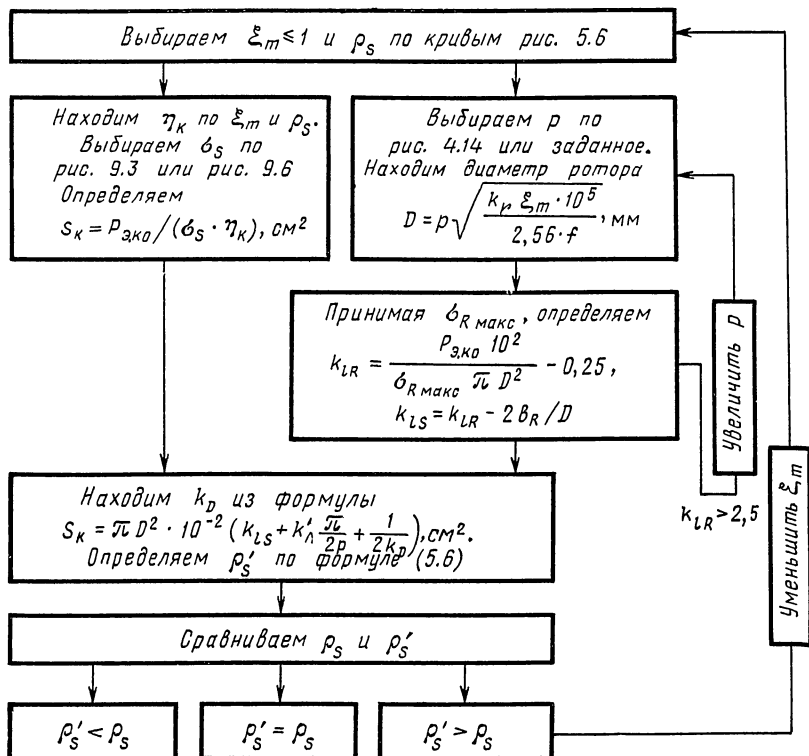


Рис. 5.7. Схема расчета главных размеров ИДП при заданной нелинейности механической характеристики Δm

1. Двигатель вначале рассчитывается при круговом поле в режиме пуска. В процессе расчета устанавливается, во сколько раз мощность управления $P_{y.k}$ при заданном пусковом моменте M_k больше заданного значения. Снижение мощности управления достигается уменьшением эффективного коэффициента сигнала $\alpha_e < \alpha_{e0}$, а для конденсаторных двигателей еще и увеличением емкости в цепи возбуждения.

Целесообразность такой постановки задачи вытекает из стремления проектировать машины при круговом поле в режиме пуска.

Поэтому надо прежде всего провести расчет в этом режиме. Лишь в случае невозможности обеспечить нужные требования подбором оптимальных параметров следует перейти к эллиптическому полю при пуске. Таким образом, первая задача сводится к пересчету двигателя, рассчитанного при круговом поле с сохранением его основ-

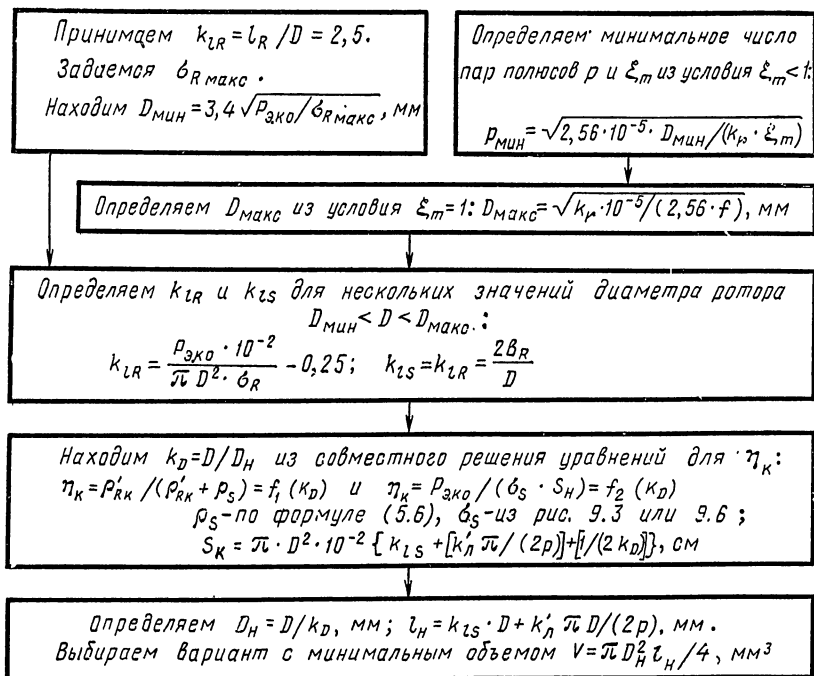


Рис. 5.8. Схема расчета главных размеров ИДП при минимальных размерах машины

ных параметров, на новый режим. При ее решении удобно воспользоваться формулами (4.14)—(4.23) (см. § 4.5).

2. Двигатель с самого начала проектируется при эллиптическом поле в режиме пуска. Вторая задача более общая и сложная. Она решается с помощью анализа большого числа зависимостей, устанавливающих связь выходных характеристик машины с эффективным коэффициентом сигнала, емкостью (в конденсаторных ИД) и относительными параметрами (§ 4.3; 4.4; 4.5).

При выбранных параметрах машины степень эллиптичности поля зависит: для ИД при сдвиге питающих напряжений схемой от эффективного коэффициента сигнала α_e ; для конденсаторного ИД — от α_e и емкости, включенной в цепь возбуждения.

Принципиальная схема расчета показана на рис. 4.1. Порядок расчета не отличается от принятого при круговом поле в режиме

пуска. Необходимые относительные параметры двигателя ξ_m , ρ_s и ξ_s , эффективный коэффициент сигнала α_e , а для конденсаторного

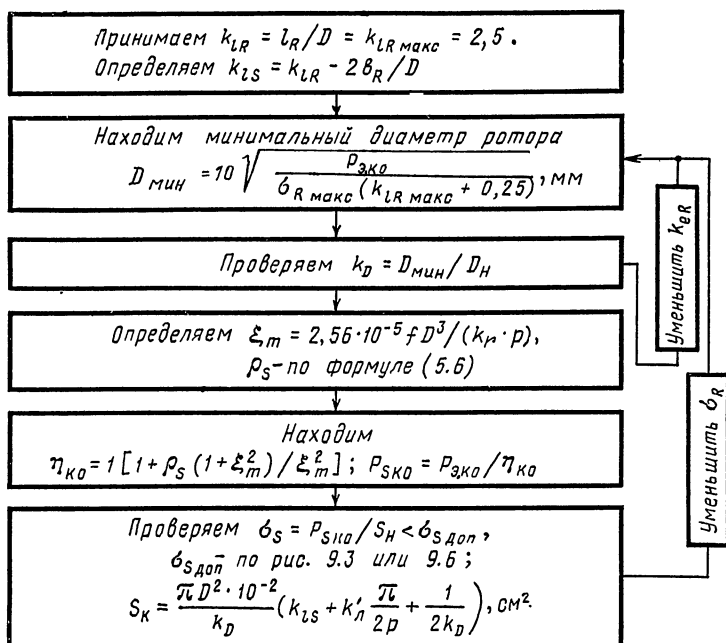


Рис. 5.9. Схема расчета главных размеров ИДП при заданном наружном диаметре машины

двигателя еще и емкостное сопротивление ξ_s определяются в соответствии с проектным заданием на основании анализа кривых и функций, приведенных в гл. 4. Так как использование машины ухудшается, следует обратить особое внимание на коэффициент использования.

§ 5.3 Особенности расчета исполнительных двигателей с ротором типа «беличья клетка»

Для ИДК (см. рис. 5.11—5.13) по сравнению с ИДП сохраняется последовательность и содержание отдельных этапов синтеза машины. Выбор оптимальных относительных параметров ξ'_m , ρ'_s и ξ'_s (при предварительных расчетах ξ'_s выбирают по данным выполненных машин) проводится по тем же кривым и полиномам (см. § 4.3—4.5; 5.2). Эти относительные параметры относятся к преобразованной схеме замещения (см. рис. 1.7), в которой объединены сопротивления рассеяния обмотки статора и ротора: $\xi'_s = \xi_s(c')^2 +$

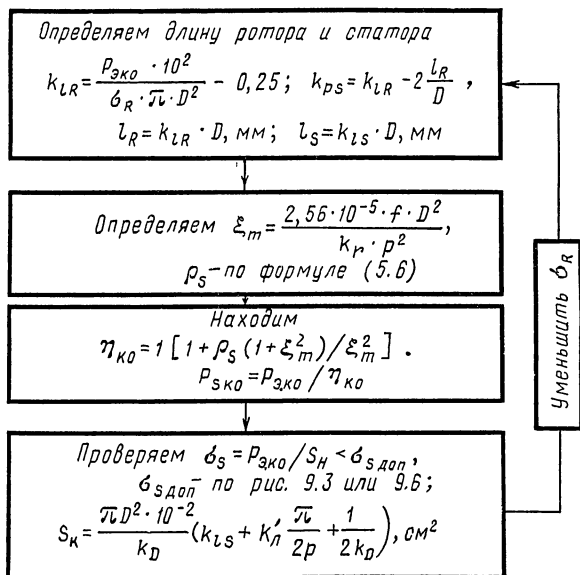


Рис. 5.10. Схема расчета главных размеров ИДП при заданном штампе листов статора

+ $\xi_R c'$, а намагничивающий контур перенесен за сопротивление рассеяния ротора. Для этой схемы относительное индуктивное сопротивление $\xi'_m = \xi_m c'$, активное сопротивление обмотки статора $\rho'_S = \rho_S (c')^2$, коэффициент преобразования схемы замещения $c' = 1 + \xi_R / \xi_m$. Для конденсаторного ИДК выбирается и относительное емкостное сопротивление: $\xi'_C = \xi_C (c')^2 = x_C (c')^2 / (k^2 r_{Ry})$. Базовое сопротивление $r'_{Ry} = r_{Ry} / (c')^2$. Для расчета $\xi_C(x_C)$ и проверки критерия отсутствия самохода (см. § 2.2) также используются относительные параметры преобразованной схемы замещения. Внутренний диаметр статора D (мм) определяется по оптимальному значению параметра ξ_m , найденного по комплексу требуемых свойств и коэффициенту приведения преобразованной схемы замещения, принятому предварительно как $c' = 1 + \xi'_S / (2\xi_m)$. В первом приближении при $c' = 1,05 \div 1,25$

$$\xi_m = \xi'_m / c' = 0,493 \cdot 10^{-6} f k_{oR} D^3 k_{nR} / (\rho_R k_R \delta' p^2), \quad (5.18)$$

где $\delta' = k_\mu k_\delta \delta$.

В отличие от ИДП у ИДК ξ_m не определяет однозначно значение D , необходимо выбрать также и коэффициент k_{nR} , характеризующий относительную площадь пазов ротора: $k_{nR} = 4Z_R S_{nR} / (\pi D^2)$,

где Z_R , $S_{\text{пР}}$ — число пазов и площадь одного паза ротора. Этот коэффициент колеблется в пределах от 0,07 до 0,45 и зависит от ряда конструкторско-технологических факторов. Наиболее распространено среднее значение $k_{\text{иР}} = 0,26 \div 0,28$. Коэффициент, показывающий увеличение активного сопротивления ротора из-за короткозамыкающих колец,

$$k_R = 1 + \frac{r_{\text{колец}}}{r_{\text{стерж}} \times \frac{1}{2 \sin^2 (2\pi/Z_R)}} \approx 1 + \frac{D k_e D_{\text{кз}} k_{\text{иР}}}{8 k_{\text{л}} S_{\text{п}}^2 S_{\text{кз}}} \quad (5.19)$$

сравнительно невелик (1,05 ... 1,15), в среднем можно принять $k_{\text{Р ср}} = 1,1$. Обмоточный коэффициент «беличьей клетки» равен коэффициенту скоса: $k_{0\text{Р}} = k_{\text{ск}}$, $k_{0\text{Р ср}} = 0,95$. Удельное сопротивление ротора, выполненного из алюминия при рабочей температуре ротора $\vartheta_R = 100^\circ\text{C}$: $\rho_R = 3,9 \cdot 10^{-2}$ мкОм·м. Односторонний воздушный зазор выбирается по кривой рис. 5.12 и составляет примерно $\delta = (0,0045 \div 0,0055) D$, мм. Коэффициент воздушного зазора предварительно может быть принят $k_\delta = 1,5$, коэффициент насыщения $k_\mu = 1,05 \div 1,4$ ($k_{\mu \text{ ср}} = 1,2$).

Выбор воздушного зазора, скоса пазов и относительного раскрытия пазов ротора, особенно для ИД малой мощности, следует увязать с относительным активным сопротивлением статора ρ_s . Диаметр ротора (в первом приближении $D_R \simeq D$) можно определить из условия максимальной допустимой тепловой нагрузки на поверхности ротора $\sigma_{\text{Р доп}}$. Для получения минимального диаметра ротора принимаем предельно возможное из технологических соображений значение $k_{\text{лР}} = l_R/D = 2,5$. Тогда диаметр D , мм, для ИДК мощностью $P_{\text{РН}} < 10$ Вт при $\sigma_R = 1$ Вт/см² будет равен

$$D = 3,4 \sqrt{P_{\text{э,ко.расч}}} \quad (5.20)$$

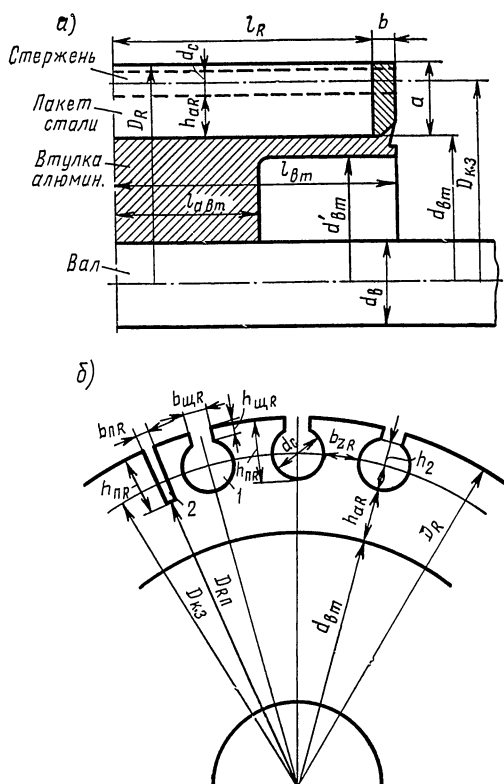


Рис. 5.11. Ротор типа «беличья клетка»:

a — продольный разрез; b — лист ротора; 1 — круглый паз; 2 — прямоугольный паз

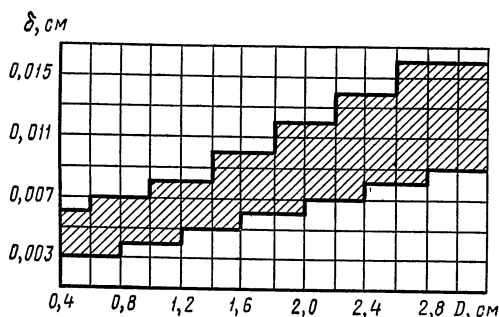


Рис. 5.12. Зависимость воздушного зазора δ ИДК от внутреннего диаметра статора D

Для ИДК мощностью $P_{RH} \geq 10$ Вт при $\sigma_R = (1,5 \div 2)$ Вт/см² диаметр, мм,

$$D = (1,5 \div 2,2) \sqrt{P_{\text{э.ко.расч}}} \quad (5.21)$$

Если задана полезная мощность P_{RH} или пусковой момент $M_{ко}$, то расчетная электромагнитная мощность при пуске, Н·м,

$$P_{\text{э.ко.расч}} = k_m P_{RH} k'_d / v_n = 0,105 M_{ко} n_c k'_d; \quad (5.22)$$

здесь $k_m = M_{ко} / M_n$ и v_n находим по выбранным ξ'_m , ρ'_s и кривым рис. 4.4, 4.5, 4.10, коэффициент $k'_d = k_d / k_{дм}$, k_d учитывает добавочные потери (пульсационные и поверхностные), $k_{дм}$ — тормозное действие добавочных моментов. Значения k_d , $k_{дм}$ и k'_d в зависимости от числа пазов на полюс и фазу q приведены по данным [3] в табл. 5.5.

Т а б л и ц а 5.5. Зависимость k_d , $k_{дм}$ и k'_d от q

Коэффициенты	q		
	1	Дробные	2
k_d	1,3 ... 1,4	1,2 ... 1,25	1,05 ... 1,15
$k_{дм}$	0,93	0,96	0,98
k'_d	1,4 ... 1,5	1,15 ... 1,3	1,1 ... 1,2

Значение D округляется до ближайшего наружного диаметра кольца шарикоподшипника (см. табл. П.1.6 приложения).

Приняв усредненные значения коэффициентов и задавшись предварительно воздушным зазором δ , определяют коэффициент использования листа ротора при заливке алюминием и $\vartheta_R = 100^\circ\text{C}$

$$k_{иR} = 1,75 \cdot 10^5 \xi_m \delta p^2 / (D^3 f), \quad (5.23)$$

для стержней из меди и $\vartheta_R = 100^\circ\text{C}$

$$k_{иR} = 1,05 \cdot 10^5 \xi_m \delta p^2 / (D^3 f). \quad (5.24)$$

При другой рабочей температуре ротора надо ввести в (5.23), (5.24) другой коэффициент в числителе.

Проверяем возможность выполнения выбранного предварительного относительного активного сопротивления обмотки статора ρ_s :

$$\rho_s = \rho_m k_{оR}^2 k_{иR} k_s / [\rho_R k_o^2 k_R k_{иR} k_{з.г} (1/k_D^2 - 1)], \quad (5.25)$$

где $k_S = 1 + (1,57k_{\pi}\beta/pk_{IS})$; $k_{IS} \approx k_{IR}$. Эмпирический коэффициент $k_{\pi} = 1,7$, а в самых малых машинах $k_{\pi} = 0,85 (1 + 1/k_D)$; $\beta = y/\tau$.

Предварительно можно принять средние значения коэффициентов использования листа статора $k_{\pi} = 0,55$.

Коэффициент заполнения паза медью можно принять $k_{з.г} = 0,25$, обмоточный коэффициент $k_{о.ср} = 0,85$. Удельное сопротивление меди

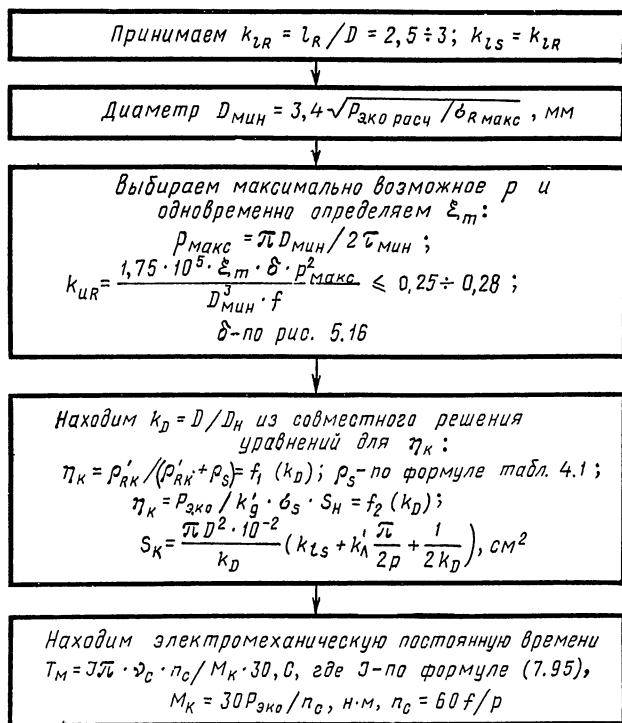


Рис. 5.13. Схема расчета главных размеров ИДК при минимальной электромеханической постоянной времени T_M

при температуре обмотки статора $\vartheta_S = 75^\circ\text{C}$ $\rho_M = 2,17 \cdot 10^{-2}$ мкОм·м. Отношение внутреннего и наружного диаметров листа статора $k_D = D/D_H$ принимается в пределах 0,3 ... 0,4. Для предварительных поисковых расчетов для ротора с заливкой алюминием при $\vartheta_R = 100^\circ\text{C}$

$$\rho_S = 3,8 k_{\pi R} k_S / [(1/k_D^2) - 1], \quad (5.26)$$

с медными стержнями при той же температуре

$$\rho_S = 6,35 k_{\pi R} k_S / [(1/k_D^2) - 1]. \quad (5.27)$$

Проверяются также значения выбранных ранее или предварительно оцениваемых относительных сопротивлений рассеяния обмотки

статора и ротора по формулам § 4.2. По выбранному коэффициенту k_D определяем наружный диаметр листа статора $D_H = D/k_D$.

Отношение длины ротора к диаметру $k_{IR} = l_R/D \leq 3$, а длина ротора $l'_R = k_{IR}D$, $l'_R = l_R + 2b$, ширина короткозамыкающих колец $2b/\tau = 0,1 \div 0,6$. Полюсное деление $\tau = \pi D/(2p) > 0,4$ см. Затем, как и у ИДП, проверяется пусковой момент, потребляемая мощность при пуске и тепловая нагрузка, которая должна быть меньше допустимой ($\sigma_S \leq \sigma_{S \text{ доп}}$).

Используя значения предельно допустимых тепловых нагрузок статора $\sigma_{S \text{ доп}}$ и ротора $\sigma_{R \text{ доп}}$, можно оптимизировать ИДК по отдельным критериям оптимальности:

1. Расчет ИДК из условия минимума электромеханической постоянной времени ведется согласно схеме (см. рис. 5.13). Если двигатель имеет сквозную конструкцию, наружный диаметр ротора округляется до ближайшего наружного диаметра подшипника (табл. П.1.6). Минимальное значение полюсного деления $\tau_{\min} = \pi D/(2p) = 4$ мм. В формуле коэффициента использования для ИДК необходимо учитывать влияние высших гармоник на значение электромагнитной мощности: $\eta_K = P_{\Sigma, \text{ко}}/(k'_D \sigma_S S_K)$.

2. Для получения заданной нелинейности механической характеристики Δm используется та же схема, что и для ИДП (см. рис. 5.7), с той разницей, что принимается $k_{IR} = [P_{\Sigma, \text{ко}} \cdot 10^2 / (\sigma_R \pi D^2)] - 0,5$ ($0,5$ — учитывает торцовые поверхности ротора), $k_{IR} \leq 2,5 \div 3$. Диаметр ротора $D = 3,4 \sqrt{P_{\Sigma, \text{ко}} / \sigma_{R \text{ макс}}}$ в мм. Проверяется возможность выполнения «беличьей клеткой» ротора: $0,04 < k_{IR} < 0,25 \div 0,28$. Число полюсов либо задано, либо выбирается из условий максимального коэффициента использования $\eta_{\text{ко макс}}$ или максимального удельного пускового момента $\mu_{K \text{ макс}}$ (см. рис. 4.14). При $f = 50$ Гц наибольший коэффициент использования получается у машин с $2p = 2$.

3. ИДК с минимальными размерами могут быть рассчитаны по схеме для ИДП (см. рис. 5.8), но расчет ведется только для $D_{\min}$. Минимальное число пар полюсов

$$p_{\min} = \sqrt{D^3 f k_{IR} / (1,75 \cdot 10^5 \xi_m \delta)}. \quad (5.28)$$

При этом принимаем ξ_m близким к 1 для лучшего использования машины, а $k_{IR \min} = 0,04$, D и Δ — в мм.

4. Расчет ИДК при заданном наружном диаметре ведется, как и для ИДП (см. рис. 5.9), с использованием ранее приведенных формул для ξ_m и σ_S для машин с «беличьей клеткой». Число пар полюсов задано или выбирается по рис. 4.14. Следует также убедиться, что соблюдаются условия отсутствия методического самохода: $\xi'_m \leq 1$.

5. Если штамп проектируемого ИДК задан, то известны все перечные размеры, а следовательно, могут быть найдены значения относительных параметров (см. табл. 4.1). Последовательность расчета показана на схеме рис. 5.10. Выбор числа полюсов, если оно не задано, проводится согласно рис. 4.14. Машина не может быть выполнена, если $k_{IR} > 3$ или $\sigma_S > \sigma_{S \text{ доп}}$.

У современных асинхронных ИД электромеханическая постоянная времени составляет десятки миллисекунд, а у некоторых двигателей с полым немагнитным ротором при частоте 50 Гц достигает 1,5 ... 4 мс. Однако требования к уменьшению T_m все растут, поэтому задача получения минимальной электромеханической постоянной у двигателей с полым немагнитным ротором (ИДП) и ротором типа «беличья клетка» (ИДК) является важной. Анализ факторов, определяющих минимум T_m , позволяет сравнить оба вида ИД по быстродействию и дать рекомендации разработчикам.

Для исследования преобразуем выражение «идеальной» электромеханической постоянной $T_m = J\Omega_c / M_{\text{кю}}$ так, чтобы связать ее с размерами машины и индукцией в воздушном зазоре при неподвижном роторе $B_{\delta\kappa}$. Используем также конструктивные коэффициенты k_{IS} , k_{IR} , $k_{\text{нР}}$ и $k_{\text{дн}} = \Delta_{\text{дн}}/D$ — отношение толщины дна полого ротора к внутреннему диаметру статора.

Электромеханическая постоянная времени для ИДП

$$T_m = 20,7 \gamma_R \rho_R [k_{IR} + (0,125 k_{\text{дн}}) / k_{IS}] (k_r / B_{\delta\kappa}^2), \quad (5.29)$$

для ИДК

$$T_m = 10 \gamma_R \rho_R (l_R / l_S)^2 k_R (1 + \xi_R^2) / (k_{\delta R}^2 k_{\text{нР}} k_{\text{дн}} B_{\delta\kappa}^2). \quad (5.30)$$

В выражение для T_m у ИДК входят относительное сопротивление рассеяния ротора ξ_R и коэффициент добавочных моментов $k_{\text{дм}}$, обусловленный влиянием высших гармоник [3, 6]. Из (5.29) и (5.30) следует, что на электромеханическую постоянную времени влияют три связанных между собой фактора: материал ротора; соотношения геометрических размеров машины; индукция в воздушном зазоре при неподвижном роторе $B_{\delta\kappa}$.

Материал ротора. Из (5.29) и (5.30) видно, что при неизменном $B_{\delta\kappa}$ необходимо так подбирать материал ротора, чтобы произведение $\gamma_R \rho_R$ было минимальным. Для двигателей с полым немагнитным ротором этим обусловлен выбор алюминия или его сплавов в качестве материала ротора.

Для двигателей с ротором типа «беличья клетка» эта задача усложняется. Средняя плотность материала ротора γ_R определяется в основном материалом пакета ротора. В связи с этим стержни можно было бы выполнить из меди, как материала с наименьшим удельным сопротивлением ρ_R . Однако выбор материала «беличьей клетки» определяется отношением $\rho_R / k_{\text{нР}}$. Относительная площадь пазов ротора $k_{\text{нР}}$ получается у медной клетки меньше, чем у алюминиевой, так как при ее заливке можно выполнить пазы овальной

формы. В результате для алюминиевой клетки отношение $\rho_R/k_{\text{нр}}$ примерно такое же, как у медной, или несколько меньше.

Соотношения геометрических размеров машины. Из (5.29) и (5.30) следует, что для геометрически подобных машин при постоянной индукции $B_{\delta\kappa}$ электрохимическая постоянная времени зависит только от отношения геометрических размеров, а не от их абсолютной величины.

Индукция в воздушном зазоре при неподвижном роторе $B_{\delta\kappa}$. Для получения минимальной постоянной времени необходимо, чтобы индукция $B_{\delta\kappa}$ достигала максимально допустимого значения. Предельные значения $B_{\delta\kappa \text{ доп}}$ ограничиваются нагревом машины и насыщением ее магнитной системы.

Для исследования влияния нагрева машины получим выражения $B_{\delta\kappa}$ для ИДП:

$$B_{\delta\kappa}^2 = 0,2 \frac{\eta_{\text{ко}}}{\xi_m} \frac{\sigma_S \text{ доп} [k_{lS} + k'_\tau (\pi/2p) + (1/2k_D)]}{f \Delta k_D k_{lS}} \quad (5.31)$$

и для ИДК

$$B_{\delta\kappa}^2 = 0,4 \frac{\eta_{\text{ко}} (1 + \xi_R^2) \sigma_S [k_{lS} + k'_\tau (\pi/2p) + (1/2k_D)]}{\xi_m f k_{\text{дм}} k_{\delta\mu} k_D k_{lS}}, \quad (5.32)$$

где $k'_\tau = (l_\kappa - l_S)/\tau$.

Из анализа (5.31) и (5.32) следует, что для получения наибольшего значения $B_{\delta\kappa}$ необходимо выбирать $k_D = D/D_\kappa$ минимально возможным из технологических соображений. Кроме того, $B_{\delta\kappa}$ тем больше, чем больше допустимое значение удельного теплового потока $\sigma_{S \text{ доп}}$. Исследование выражений для $B_{\delta\kappa}$ с учетом формул для относительного активного сопротивления обмотки статора ρ_S (табл. 4.1) показывает, что максимум $B_{\delta\kappa}$ имеет место для ИДП при $\xi_{m \text{ макс}} = \sqrt{\rho_S/(1 + \rho_S)}$, для ИДК при $\xi_{m \text{ макс}} = \sqrt{\rho_S/[1 + \rho_S(1 + \xi_R/\xi_m)^2]}$. Эти соотношения получены в предположении, что все величины, входящие в выражение $B_{\delta\kappa}$ (кроме $\eta_{\text{ко}}$), остаются постоянными. Такое условие в первом приближении может быть принято только при неизменном числе полюсов.

На величину $B_{\delta\kappa}$, допустимую по нагреву, вместе с другими факторами влияет удельное сопротивление материала ротора ρ_R , в связи с чем необходимо вернуться к вопросу о выборе материала ротора. Совместное рассмотрение уравнений (5.29) — (5.32) приводит к выводу, что для получения минимальной T_m материал ротора должен быть выбран так, чтобы обеспечить минимальное значение отношения его плотности к коэффициенту использования машины ($\gamma_R/\eta_{\text{ко}}$).

У ИДК при изменении материала «беличьей клетки» ротора средняя плотность γ_R его мало меняется и поэтому достаточно обеспечить максимум коэффициента использования $\eta_{\text{ко макс}}$. Для этого необходимо подобрать материал обмотки ротора и коэффициент

$k_{иR}$ таким образом, чтобы сумма $(\xi_m + \xi_R)$ была возможно ближе к единице.

У ИДП при выборе в качестве материала ротора различных сплавов алюминия изменяется лишь удельное сопротивление ρ_R , а плотность ротора γ_R мало меняется. В этом случае нужно выбирать сплав с таким ρ_R , чтобы относительное сопротивление взаимной индукции ξ_m было близко к единице. Практически получение ξ_m для ИДП (или $\xi_m + \xi_R$ для ИДК) близким к единице требует в машинах меньшей мощности при малых диаметрах расточки статора выбора материала с минимальным удельным сопротивлением ρ_R ($\rho_R/k_{иR}$ для ИДК). В машинах большей мощности при больших внутренних диаметрах статора необходимо увеличивать значение ρ_R ($\rho_R/k_{иR}$ для ИДК).

Для двигателей, работающих в условиях пониженного давления или в вакууме, устанавливается не только предельная удельная тепловая нагрузка статора $\sigma_{\text{доп}}$, но и ротора $\sigma_{R\text{доп}}$. Индукция $B_{\delta K}$, при которой σ_R не превышает допустимого значения, может быть определена для ИДП как

$$B_{\delta K}^2 = \frac{0,2\sigma_{R\text{доп}}(k_{IR} + 0,25)}{\xi_m f \Delta k_{IS}} \quad (5.33)$$

и для ИДК как

$$B_{\delta K}^2 = 0,4 \frac{(1 + \xi_R^2) \sigma_{R\text{доп}}(k_{IR} + 0,5)}{\xi_m f k_{\mu} k_{IS} k_d} \quad (5.34)$$

Для исследования быстродействия ИД необходимо рассчитать и проанализировать зависимость допустимого значения индукции $B_{\delta K}$ а также электрохимической постоянной времени T_m от электромагнитной мощности машины при пуске $P_{\text{э.ко}}$. Эти зависимости представлены на рис. 5.14 для ИДП и рис. 5.15 для ИДК. Кривые получены при усредненных значениях ряда величин, одинаковых для ИДП и ИДК: $\beta = 0,77$; $k_o = 0,86$; $k_{и} = 0,45$; $k_{\text{э.г}} = 0,25$. Удельная тепловая нагрузка статора $\sigma_s = 0,2$ Вт/см², рабочая температура обмотки статора 130°C, ротора 155°C, $\rho_m = 2,56 \cdot 10^{-6}$ Ом·см, $\rho_R = 4,67 \cdot 10^{-6}$ Ом·см. В зависимости от числа пар полюсов $p = 1; 2; 3; 4; 5$ коэффициент k_{τ} соответственно принимался равным 1; 1,65; 2,1; 2,5; 3.

Кроме того, для ИДП принималось: $b_R/\tau = 0,15$; $k_{IR} = 2,5$; $k_{IS} = k_{IR} - [\pi b_R/(\rho\tau)]$; $k_D = 0,4$; $\Delta = 0,004 + 0,01D$ см, а для ИДК: $\xi_R/\xi_m = 0,05$; $k_{иR} = 0,26$; $k_{oR} = 0,98$; $l_S/l_R = 0,98$; $k_D = 0,3$; $k_{IS} = 2,5$; $k_{\mu} k_{\delta} = 0,0043(1 + D)$ см; $k_{DM} = 0,8$; $k_d = 1,1$.

На всех рисунках кривые, в которых учтены ограничения рассматриваемых величин по всем факторам (нагрев, насыщение, технология), показаны сплошными линиями для $f = 400$ Гц и штриховыми для $f = 50$ Гц. Кривые с учетом ограничения только по нагреву проведены штрихпунктирными линиями (с длинным штрихом — для $f = 400$ Гц и коротким — для $f = 50$ Гц).

Из кривых рис. 5.14, а и 5.15, а видно, что только для ИДП при частоте 400 Гц индукции $B_{\delta\kappa}$, допустимые по нагреву, во всем диапазоне мощностей не превышают значений, предельных с точки зрения насыщения магнитной системы машины. Для ИДП при $f=400$ Гц при сделанных допущениях максимальное значение $B_{\delta\kappa}=0,275$ Тл (рис. 5.14, а), что соответствует индукциям в зубцах и

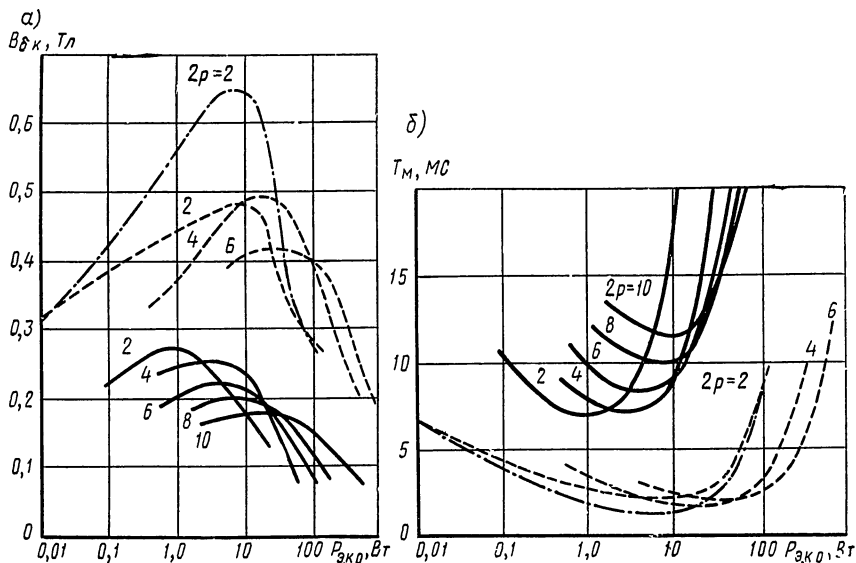


Рис. 5.14. Предельные значения для ИДП:

а — индукции $B_{\delta\kappa}=f(P_{\text{э.к.о}})$; б — соответствующей ей электромеханической постоянной времени $T_m=f(P_{\text{э.к.о}})$; ————— $f=400$ Гц; — — — — — $f=50$ Гц

ярмах примерно 0,85...0,9 Тл. При этом минимальное значение электромеханической постоянной времени $T_m=7\div 7,5$ мс (рис. 5.14, б) при значениях относительного сопротивления взаимной индукции 0,23...0,43. Следовательно, значения ξ_m , соответствующие минимальной T_m , меньше, чем обеспечивающие оптимальное использование машины ($\xi_m=0,75\div 1$). При оптимальном использовании ИД электромеханическая постоянная времени колеблется от 12 до 50 мс в зависимости от мощности машины. Минимальное значение T_m достигается для каждой мощности при определенном числе полюсов. Минимальное значение $T_m=7$ мс получается при $P_{\text{э.к.о}}=1$ Вт и $2p=2$. Следует отметить, что участок кривой, соответствующий минимуму T_m , пологий.

Для ИДП при частоте 50 Гц индукция $B_{\delta\kappa}$, допустимая с точки зрения нагрева, значительно больше, чем при частоте 400 Гц (рис. 5.14, а). Здесь уже необходимо учитывать ограничения, накладываемые на $B_{\delta\kappa}$ насыщением магнитной системы машины. Допуская,

что индукция в зубцах и ярмах 1 Тл, для $k_n=0,45$ можно принять примерно следующие предельные значения $B_{\delta K}$: при $2p=2$ $B_{\delta K}=0,31$ Тл, при $2p=4$ $B_{\delta K}=0,39$ Тл, при $2p=6$ $B_{\delta K}=0,42$ Тл. Как видим из рис. 5.14, а, только при $2p \geq 4$ $B_{\delta K}$ допустимые по нагреву, меньше предельных с точки зрения насыщения значений.

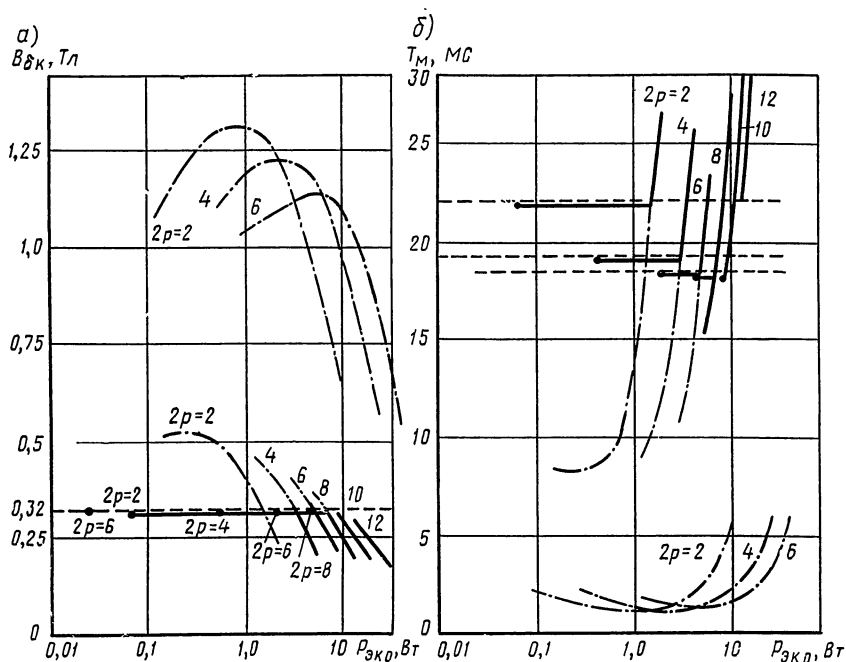


Рис. 5.15. Предельные значения для ИДК:

а — индукции $B_{\delta K} = f(P_{\text{э.к.}})$; б — соответствующей ей электрохимической постоянной времени $T_M = f(P_{\text{э.к.}})$; — $f=400$ Гц; - - - - $f=50$ Гц

При $2p=2$ для увеличения значения $B_{\delta K}$, допустимого с точки зрения насыщения, необходимо уменьшать k_n . Это приведет одновременно к снижению значений $B_{\delta K}$, допустимых по нагреву. Таким образом, произойдет сближение двух предельных значений $B_{\delta K}$. На рис. 5.14, а для $2p=2$ при частоте 50 Гц приведено по две кривые: одна (штрихпунктирная) построена при $k_n=0,45$ без учета ограничений по насыщению, другая (штриховая) построена при изменяющихся значениях k_n с учетом ограничений как по нагреву, так и по насыщению. Из рис. 5.14, б видно, что для ИДП при частоте 50 Гц при принятых допущениях минимальное значение идеальной постоянной времени $T_M=1,8 \div 2,5$ мс при $\xi_m=0,1 \div 0,35$. Наименьшее значение $T_M=1,8$ мс достигается при $P_{\text{э.к.}}=20$ Вт и $2p=4$. При оптимальном использовании машины ($\xi_m=0,75 \div 1$) электро-

механическая постоянная времени увеличивается до 4...11 мс в зависимости от мощности и полюсности машины.

Полученные при исследовании T_m результаты хорошо согласуются с опытными данными выполненных машин. Например, электромеханическая постоянная времени у двигателя АДП 0,6 ($P_n = 0,6$ Вт, $f = 50$ Гц, $2p = 2$) равна $T_m = 1,5$ мс, а по кривой рис. 5.14, б минимальная идеальная $T_m = 1,88$ мс. Дальнейшее уменьшение T_m у ИДП возможно путем форсирования охлаждения.

У двигателей с короткозамкнутым ротором при частоте 50 Гц значения $B_{\delta k}$, допустимые по нагреву, велики и в отдельных случаях достигают 1,3 Тл (рис. 5.15, а). Поэтому решающим здесь является ограничение по насыщению. Допуская индукции в зубцах и ярмах на уровне 1 Тл при $k_{и} = 0,45$ и $k_{иR} = 0,26$, можно полагать $B_{\delta k} \cong 0,32$ Тл.

При частоте 400 Гц значения $B_{\delta k}$, допустимые по нагреву, меньше, чем при частоте 50 Гц. Однако они в значительном диапазоне мощностей остаются выше значений, допустимых с точки зрения насыщения. Кроме того, существенную роль в ИДК играют и технологические ограничения, связанные с тем, что для каждого числа полюсов есть минимальный, технологически выполнимый диаметр. Он принят из условия, что полюсное деление $\tau = 4$ мм.

При таких допущениях минимальное значение T_m у ИДК при частотах 50 и 400 Гц равно 18,5..22 мс (рис. 5.15, б). Большее значение соответствует $2p = 2$, так как в этом случае k_R несколько больше. Например, у рационально выполненного двигателя с короткозамкнутым ротором ДКИ-1-12ТВ $f = 400$ Гц, $M_{кю} = 3,1 \times 10^{-5}$ Н·м, $J = 6 \cdot 10^{-8}$ кг·м², $T_m = 22$ мс, $n_c = 12\,000$ об/мин ($2p = 4$), а «идеальное» $T_m = 24,3$ мс.

Следует отметить, что электромеханическая постоянная времени обратно пропорциональна произведению $k_{иR} B_{\delta k \text{ доп}}^2$ и поэтому надо добиваться максимума этого произведения. Проведенные расчеты показывают, что $k_{иR} = 0,26$ примерно соответствует этому максимуму. Поскольку он пологий, некоторое отклонение в ту или другую сторону мало влияет на величину T_m . Взаимосвязь между $B_{\delta k \text{ доп}}$ и $k_{иR}$ необходимо учитывать и при выборе материала «беличьей клетки» так, чтобы обеспечить минимальное отношение $\rho_R / (k_{иR} B_{\delta k \text{ доп}}^2)$. Снизить T_m для ИДК с помощью форсирования охлаждения невозможно. Таким образом, основными факторами, ограничивающими снижение электромеханической постоянной времени, являются допустимая температура нагрева обмоток машины, насыщение магнитной системы и технология изготовления (табл. 5.6).

Полученные кривые и проведенный анализ факторов удобно использовать при проектировании ИД с минимальной постоянной времени по схемам, приведенным в § 5.2, 5.3. Если машина ненасыщена и индукция $B_{\delta k}$ ограничивается только нагревом обмотки статора, то материал ротора как для ИДП, так и для ИДК должен выбираться из условия минимума $\gamma_R / \eta_{кю}$. В насыщенных машинах мате-

Т а б л и ц а 5.6. Матрица факторов, определяющих значение T_m

Тип ИД	f , Гц	$2p$	Нагрев	Насыщение	Технология
ИДП	50	$\begin{matrix} 2 \\ \geq 4 \end{matrix}$	$\begin{matrix} + \\ + \end{matrix}$	$\begin{matrix} + \\ - \end{matrix}$	$\begin{matrix} - \\ - \end{matrix}$
ИДП	400	≥ 2	+	—	—
ИДК	50	≥ 2	—	+	—
ИДК	400	$\begin{matrix} < 8 \\ 8 \\ \geq 10 \end{matrix}$	$\begin{matrix} - \\ + \\ + \end{matrix}$	$\begin{matrix} + \\ + \\ - \end{matrix}$	$\begin{matrix} + \\ + \\ + \end{matrix}$

риал «беличьей клетки» ротора выбирается так, чтобы получить минимальным $\gamma_{R^2 R} / (k_{иR} B_{\delta K}^2)$.

Для машины любой мощности имеется оптимальное с точки зрения быстродействия число полюсов (рис. 5.14, б и 5.15, б). Для ИДП оно больше, чем число полюсов, оптимальное с точки зрения максимального использования машины ($\eta_{ко макс}$). У ИДК минимальное T_m получается при выборе наибольшего возможного по технологическим соображениям числа полюсов.

§ 5.5 Проектирование исполнительных двигателей с учетом параметров полупроводникового усилителя

Обычно обмотка управления ИД подключается к усилителю. В современных приборных системах, в которых требования к линейности выходных характеристик высоки, а также в маломощных системах регулирования широкое применение получили полупроводниковые и электронные усилители. Усилители, имеющие большое сопротивление выходного каскада, значительно влияют на выходные характеристики ИД и его свойства (условие устойчивого регулирования, отсутствие самохода, быстродействие и др.). Поэтому при разработке систем необходимо рассматривать работу ИД и усилителя совместно, а расчет характеристик ИД производить с учетом влияния параметров усилителя.

Возможны три типа задач проектирования:

1) для имеющегося ИД нужно соответствующим образом спроектировать усилитель и подобрать его параметры, чтобы получить требуемые выходные характеристики двигателя с заданной степенью линейности ($\Delta m < m_{зад}$, $\Delta v < \Delta v_{зад}$);

2) для имеющегося усилителя с известными параметрами нужно спроектировать ИД так, чтобы обеспечить все предъявляемые требования;

3) необходимо спроектировать двигатель и усилитель, т. е. комплексно решить задачу оптимизации системы усилитель — двигатель.

Рассмотрим влияние параметров усилителя на механическую характеристику ИД для случая, когда его обмотка управления подключена к полупроводниковому (или электронному) усилителю вместе с резонансной шунтирующей емкостью (рис. 5.16). Реактивное сопротивление конденсатора $\xi_{cp} = \gamma^2_{y.k} / \xi_{y.k}$ подобрано

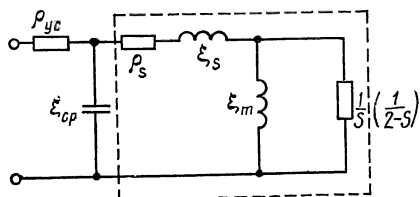


Рис. 5.16. Схема замещения фазы управления с предвключенными элементами

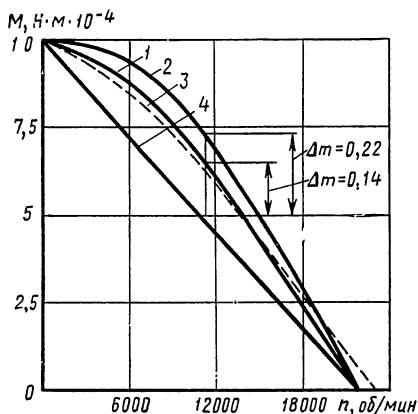


Рис. 5.17. Механические характеристики ИД при работе от сети (кривая 1), от усилителя (кривая 2), расчетные для случая питания от сети (кривая 3), идеальная (кривая 4)

так, чтобы выходной ток был активным, что позволяет уменьшить массу и габариты усилителя. Если пренебречь внутренним сопротивлением выходного трансформатора, то внутреннее сопротивление полупроводникового усилителя можно считать чисто активным $\rho_{yc} = r_{yc} / r_{Ry}$. На рис. 5.17 приведены экспериментальные и расчетные механические характеристики двигателя-генератора типа ДГ-1ТА, имеющего следующие параметры схемы замещения: $\rho_{sy} = 0,2$; $\xi_{sy} = \xi_{sb} = 0,5$; $\xi_m = 0,81$; $\rho_{cy} = 0,65$; $\rho_{sb} = 0,16$, при питании обмотки статора от сети (опытная и расчетная) и при питании обмотки управления от электронного усилителя. Влияние усилителя сказывается в увеличении степени нелинейности механической характеристики $\Delta m = 0,22$ (вместо $\Delta m = 0,14$ при питании от сети). Нелинейность механической Δm и регулировочной Δv характеристик может быть рассчитана и на ЭВМ.

Параметры усилителя влияют также на значение электромеханической постоянной времени, коэффициенты демпфирования, условия отсутствия самохода и устойчивости механических харак-

теристик (см. § 2.2; 4.5). В конденсаторных ИД при соответствующих параметрах усилителя даже при отсутствии самохода могут нарушаться условия устойчивости.

В последнее время получили применение системы с импульсным управлением ИД с различными усилителями. В некоторых усилителях внутреннее сопротивление R (или L) меняется в течение периода приложения сигнала, в других, например транзисторно-импульсных, обеспечивается безразрывность обмотки управления, а сопротивление усилителя очень мало и может не учитываться.

В ряде простых схем с импульсным управлением ИД цепь управления разрывается и на обмотку управления воздействует импульс, имеющий частоту сети и длительность, зависящую от сигнала. В этих схемах сопротивление выходного усилителя весьма велико и оказывает большое влияние на характеристики ИД.

§ 5.6 Сравнение исполнительных двигателей с полым и короткозамкнутым роторами

Широкое применение ИД в различных автоматических системах специального и общепромышленного назначения требует обоснования выбора его типа в зависимости от условий эксплуатации и необходимых выходных показателей и свойств. Выбор типа ротора связан, в частности, со следующими требованиями: климатическими, виброустойчивости, вибропрочности, ударной прочности, устойчивости к линейным нагрузкам, к сменам температур, теплостойкости, влагостойкости, хладостойкости, к чувствительности (напряжение трогания $U_{y.тр}/U_{yn}$), к электромеханической постоянной времени T_m и к моменту инерции J .

Наиболее широкое применение сначала получили ИД с полым немагнитным ротором благодаря таким ценным свойствам, как малый момент инерции, высокая чувствительность (отношение $(U_{y.тр}/U_{yn}) 100\%$ мало), высокое быстродействие (малое T_m), плавность и бесшумность. Однако в последнее время в связи с появлением ИД с ротором «беличья клетка» (ИДК) сквозной конструкции (ДМ, АД, ДКИ), имеющих значительно меньший воздушный зазор (35...80 микрон), удалось резко снизить намагничивающий ток и потребляемую мощность, улучшить энергетические показатели, уменьшить массу машины.

К достоинствам ИДК относятся также большая надежность работы «беличьей клетки» при высоких окружающих температурах (порядка 200...350 °С) и низких давлениях, особенно при жестких требованиях к механической прочности.

Преимущества ИДК сказываются главным образом при малых мощностях (от сотых долей ватта до нескольких ватт). В табл. 5.7 приведены технические данные и относительные параметры схемы замещения современных ИД с полым ротором и «беличьей клеткой» на частоту $f = 400$ Гц в диапазоне мощностей от 0,3 до 3 Вт.

Таблица 5.7. Сравнение выпускаемых исполнительных двигателей с полым и короткозамкнутым роторами $f=400$ Гц

Параметры	Тип двигателя									
	ДИД-05У (ИДП)	АД-20 (ИДК)	ДМ-0,4 (ИДК)	ДИД-1ТВ (ИДП)	АД-25 (ИДК)	ДМ-1 (ИДК)	ДКИ-1 (ИДК)	ДИД-3ТВ (ИДП)	АД-40 (ИДК)	ДКИ-2,5 (ИДК)
Номинальная мощность $P_{кв}$, Вт	0,4	0,3	0,4	1	0,9	1	1	3	2,5	2,5
$2p$	2	6	6	2	6	6	4	4	8	4
Относительные параметры: ρ_s	0,34	0,47	0,37	0,34	0,305	0,21	0,44	0,13	0,209	0,22
ξ_s	0,14	0,52	0,54	0,17	0,633	0,64	0,65	0,17	0,41	0,52
ξ_m	0,72	0,74	1,24	1,19	1,05	1,47	1,33	0,7	0,717	1,57
Коэффициент использования $\eta_{ко}$	0,5	0,428	0,62	0,64	0,628	0,765	0,638	0,72	0,64	0,77
Напряжение трогания $(U_{з.тр}/U_{yn})100\%$	1,67	2,5	3,33	1,67	2,5	3,33	5,55	1,67	2,5	5,55
Нелинейность механической характеристики $\Delta m, \%$	28,4	22	11	16,8	17	17	26,6	28	13	23,9

Параметры	Тип двигателя									
	ДИД-05У (ИДП)	АД-20 (ИДК)	ДМ-0,4 (ИДК)	ДИД-1ТВ (ИДП)	АД-25 (ИДК)	ДМ-1 (ИДК)	ДКИ-1 (ИДК)	ДИД-3ТВ (ИДП)	АД-40 (ИДК)	ДКИ-2,5 (ИДК)
Электрохимическая постоянная времени T_m , мс	80	10	32	80	20	27	22	25	20	10
Момент инерции J , $\text{кг} \cdot \text{м}^2 \cdot 10^{-8}$	5,39	2,94	6,86	7,85	9,81	16,7	5,88	22,6	19,6	21,6
Размеры, см: D_k	2,23	2,0	2,5	3,32	2,5	3,0	2,5	4,83	4	2
l_k	3,11	2,5	2,1	3,63	3,5	4,6	5,2	5,1	4,35	3,2
D	1,5	0,8	1	1,53	0,9	1	0,8	2	1,3	1
l_s	1,25	1,0	1,0	1,3	1,5	2,5	1,8	2,5	2,0	2,2
Удельные показатели: $G/P_{\text{нв}}$, г/Вт	125	100	175	110	82	150	100	117	96	72
$V/P_{\text{нв}}$, см ³ /Вт	30,2	26,5	34,4	31,4	19,2	32,5	25,5	31,4	21,6	19,5
σ_s , Вт/см ²	0,13	0,23	0,15	0,13	0,19	0,15	0,2	0,11	0,2	0,17

Сравнение машин показывает, что относительные параметры и коэффициент использования машин одинаковой мощности с разными типами роторов мало отличаются друг от друга. У ИДП чувствительность выше, а в ряде случаев меньше момент инерции, чем у ИДК. По сравнению с ИДП ИДК выполняются на большее число пар полюсов ($2p=4; 6; 8$ вместо $2p=2; 4$). У ИДК удастся уменьшить диаметр ротора, что в сочетании с большим числом пар полюсов привело к заметному снижению электрохимической постоянной времени. В некоторых ИДК снижены габаритные размеры и масса. Однако для больших полезных мощностей выявляются преимущества ИДП по ряду выходных показателей (см. табл. 13.1).

Наиболее полное сравнение ИД разных типов можно провести, выполнив их расчет при одинаковых полезной мощности P_{RH} , Вт; удельном тепловом потоке σ_s , Вт/см² при неподвижном роторе; относительном сопротивлении взаимной индукции $\xi_m=1$, обеспечивающем высокое использование ИД при отсутствии самохода. Все машины должны удовлетворять требованиям к линейности механической характеристики $\Delta m \leq 0,1 \div 0,15$. Тепловую нагрузку на роторе ИДП можно принимать $\sigma_R \leq 0,5$ Вт/см², на роторе ИДК — $\sigma_R \leq 1$ Вт/см². Конструкция машин должна обеспечивать минимальную электрохимическую постоянную времени T_m , при этом для машин с «беличьей клеткой» можно принимать из технологических соображений $l_R/D \leq 3$, а $\delta' = \delta k_\mu k_\delta = 0,08$. Число полюсов выбирается при расчете. Рассмотрим двигатели мощностью $P_{RH} = 0,4 \div 10$ Вт, $f = 400$ Гц, полагая $\sigma_s = 0,2$ Вт/см². В двигателях с «беличьей клеткой» принимаем в среднем относительное сопротивление рассеяния ротора $\xi_R = 0,2$. Результаты расчета приведены в табл. 5.8. Их анализ проводим, учитывая требования к динамическим и энергетическим показателям:

1) для самых малых мощностей ($P_{RH} < 1$ Вт) ИДК являются более рациональными, чем ИДП, так как при одинаковой массе ИДК обладают лучшими динамическими и энергетическими показателями (следует иметь в виду, что ИДК обычно выполняются с большим числом полюсов, т. е. на меньшие частоты вращения);

2) при полезной мощности 1...5 Вт и примерно одинаковых динамических показателях ИДК имеют лучший коэффициент использования и меньшую частоту вращения, но обладают большей массой. Выбор типа двигателя в этом случае зависит от условий его применения;

3) при $P_{RH} > 5$ Вт ИДК уступает ИДП по всем показателям, кроме коэффициента использования.

В двигателях с короткозамкнутым ротором при одинаковом параметре ξ_m удастся снизить относительное активное сопротивление обмотки статора ρ_s за счет уменьшения $k_D = D/D_{II}$ до 0,3...0,35, при этом увеличивается пазовое пространство и улучшается использование машины. Выбор типа ротора в любом случае надо производить с учетом условий применения ИД. Если требования по механическим и климатическим воздействиям жесткие, то следует выби-

Т а б л и ц а 5.8. Сравнение исполнительных двигателей с полым и короткозамкнутым роторами

Характеристика двигателя		Показатели														
		Номинальная мощность $P_{\text{нн}}, \text{Вт}$	Число полюсов $2p$	Относительные параметры		Коэффициент использования $\eta_{\text{ко}}$	Нелинейности характеристик, %		Электро-механическая постоянная времени $T_{\text{м}}, \text{мс}$	Момент инерции $J, \text{кг} \cdot \text{м}^2 \cdot 10^{-8}$	Размеры, см			Удельные показатели		
				ρ_s	ξ_s		Δm	Δv			D_k	l_k	D	l_s	$G/P_{\text{нн}}, \text{г/Вт}$	$V/P_{\text{нн}}, \text{см}^3/\text{Вт}$
Тип ротора																
ИДП	0,4	2	0,5	0,11	0,5	15	47	15	0,37	1,5	3	0,9	0,75	75	13,3	
ИДК	0,4	2	0,11	0,06	0,82	7	39	32	0,799	1,3	2,7	0,6	0,9	50	9	
ИДК	0,4	4	0,19	0,24	0,73	11	43	8	0,779	1,8	2,0	0,6	0,9	50	9	
ИДП	1	2	0,18	0,11	0,74	7	39	12	0,745	1,6	4,6	0,9	2,3	55	9,25	
ИДП	1	4	0,49	0,15	0,51	12	43	18	4,41	2,7	3	1,8	0,8	100	17,9	
ИДК	1	4	0,08	0,18	0,87	7	39	20	5,15	2,3	3,3	0,8	1,8	80	13,7	
ИДК	1	6	0,103	0,26	0,83	8	41	9	5,15	2,6	2,9	0,8	1,8	90	15,4	
ИДП	2,5	4	0,12	0,15	0,8	5	36	13	8,14	3,1	4,9	1,8	2,6	84	14,8	
ИДП	2,5	6	0,24	0,15	0,67	10	40	21	29,4	4,3	3,7	2,7	1,4	124	21,6	
ИДК	2,5	6	0,04	0,16	0,92	5	37	30	49,8	3,8	4,4	1,3	2,8	108	20	
ИДК	2,5	8	0,05	0,22	0,9	7	39	17	49,8	4,0	4,1	1,3	2,8	116	20,5	
ИДК	2,5	10	0,07	0,27	0,88	7	40	11	49,8	4,3	3,9	1,3	2,8	130	22,8	
ИДП	5	6	0,12	0,15	0,81	5	36	18	50,0	4,3	5,9	2,7	3,5	126	22	
ИДП	5	8	0,19	0,15	0,73	7	39	18	91,2	6,1	4,5	3,6	2,2	150	26,4	
ИДК	5	8	0,02	0,16	0,96	5	37	40	326	5,4	6,2	1,8	4,5	162	28,2	
ИДК	5	10	0,03	0,2	0,95	5	39	26	326	5,6	5,9	1,8	4,5	166	29	
ИДК	5	12	0,04	0,24	0,93	6	39	18	326	5,8	5,7	1,8	4,5	172	30	
ИДП	10	8	0,07	0,15	0,87	4	34	16	161	6,8	7,7	3,6	5,2	150	27,0	
ИДП	10	10	0,11	0,15	0,82	5	36	17	275	7,7	6,1	4,5	3,8	160	28,5	
ИДК	10	10	0,01	0,14	0,98	5	37	64	1667	7,8	8,1	2,5	6,2	220	38,8	
ИДК	10	12	0,02	0,17	0,97	5	37	44	1667	8,0	7,9	2,5	6,2	225	39,8	

рать ИД с короткозамкнутым ротором. Этим двигателям надо отдать предпочтение, если мощность источника питания ограничена, так как их коэффициент использования выше. Так как ИДК имеют меньший диаметр ротора, то выбор числа пазов на статоре и роторе у них ограничен, особенно при самых малых мощностях. Вследствие технологических трудностей приходится брать $q=1$ или дробным, что приводит к большему влиянию высших гармонических кривой МДС, а также появлению заметных зубцовых гармоник. Искажается магнитное поле в воздушном зазоре, увеличиваются добавочные моменты и потери, снижается вращающий момент и значительно увеличивается напряжение трогания.

Если требуется высокая статическая точность, а максимальное значение коэффициента усиления ограничено, то целесообразно применять ИД с полым ротором, имеющим меньшее напряжение трогания. Это объясняется большей массой короткозамкнутого ротора, а следовательно, и большим моментом трения в подшипниках, наличием реактивного момента, вызванного зубчатостью статора и ротора, а также действием сил одностороннего магнитного притяжения, которые могут появиться из-за эксцентриситета ротора.

Как показало сравнение, ИДК целесообразно выполнять на меньшие частоты вращения по сравнению с ИДП, при этом сам двигатель и редуктор будут служить дольше. Иногда требуется более высокая частота вращения ИД, если нужно, например, снизить приведенный момент инерции. В этом случае следует применять ИДП.

ГЛАВА 6

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
И ВЫБОР КОНСТРУКТИВНЫХ
И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ

§ 6.1

Общие и частные задачи проектирования.
Техническое задание

При проектировании ИД приходится решать как общую задачу проектного поискового расчета (синтез двигателя с заданным комплексом свойств), так и частные задачи (пересчет на другое напряжение или другую схему включения, изменение условий окружающей среды и др.).

Наиболее полно такие задачи решаются с помощью ЭВМ (см. § 8.2; 8.3; гл. 12, 13).

При выборе конструктивных и технологических решений, значений относительных параметров схемы замещения необходимо обеспечить выполнение следующих требований, предъявляемых к ИД как к элементам автоматических устройств; высокое быстродействие, малая электромеханическая постоянная времени T_m ; минимальное напряжение трогания $(U_{у.тр}/U_{ун})100\%$ (высокая чувствительность); отсутствие самохода (большей частью при разомкнутой обмотке управления); малый момент инерции J ; линейность механических $m=f(v)$ и регулировочных $v=f(\alpha)$ характеристик (см. § В.2). Во многих случаях требуется добиться еще малых габаритных размеров и массы.

Обеспечение столь сложного и противоречивого комплекса свойств требует тщательной проработки вопросов выбора: конструктивной схемы, схемы включения и способа управления, оптимальных параметров схемы замещения машины, характера поля в машине при пуске, типа ротора, технологических решений и подбора материалов для активных и конструктивных частей машины, соотношения параметров двигателя и других элементов автоматики.

При проектировании ИД надо четко сформулировать и проанализировать техническое задание (ТЗ), наметить пути его выполнения. Перечислим основные пункты технического задания.

Техническое задание

1. Начальный пусковой момент M_k , Н·м.
2. Схема включения (сдвиг схемой или конденсатором).
3. Номинальное напряжение сети U_n , В.
Номинальное напряжение обмотки управления U_y , В.
Допустимые колебания напряжений $\pm \Delta U$, %.
4. Частота сети f , Гц.
Допустимые колебания частоты сети $\pm \Delta f$, %.
5. Частота вращения холостого хода n_x , об/мин.
6. Электромеханическая постоянная времени T_m , мс.
7. Максимально допустимая температура нагрева обмотки статора θ_s , °С.
8. Условия окружающей среды (диапазон рабочих температур, влажность, высота над уровнем моря, вибрации, механические воздействия).
9. Режим работы.
10. Формы исполнения по способу монтажа, защиты и охлаждения.
11. Показатели надежности.
12. Долговечность.
13. Специальные требования (к степени линейности выходных характеристик, нестандартным режимам, ограничения по габаритным, установочным размерам, массе и др.).

§ 6.2 Конструктивные схемы исполнительных двигателей

При выборе конструктивной схемы ИД необходимо учитывать общие и специальные требования к двигателю как элементу автоматической системы, разнообразные условия его применения. Большая часть машин имеет закрытое исполнение, меньшая — защищенное, с естественным охлаждением. В двигателях относительно большой мощности ($P_R > 25$ Вт) прибегают к принудительному наружному обдуву с помощью специального вентиляторного двигателя, либо используя двухроторный ИД.

Применяются различные формы крепления машин: с помощью фланца, посадка в стакан, хомутик, установка на панели с помощью буртика и др. Удлиненная форма двигателей ($l_k/D_k = 1,3 \dots 2,0$) связана со стремлением уменьшить момент инерции и повысить быстроедействие.

В ИД применяются различные типы роторов повышенного

активного сопротивления: «беличья клетка», полый немагнитный, полый ферромагнитный и др. При выборе типа ротора необходимо учитывать требования климатические, механические, к чувствительности, к быстродействию и моменту инерции, к надежности (см. § 5.6). Высокое качество подшипниковых узлов должно обеспечить минимальный момент трения, заданную долговечность и надежную работу во всем рабочем диапазоне температур. Специфические требования к используемым материалам связаны с широким диапазоном колебаний температуры окружающей среды и заставляют тщательно просчитывать размерные цепочки с учетом возможных изменений зазоров (между деталями из разнородных материалов) и посадок в результате колебания температуры.

Двигатели с полым ротором (см. рис. В.8, В.9) с «беличьей клеткой» (см. рис. В.10, В.11), с двумя роторами (см. рис. В.13) могут быть отнесены к одной из конструктивных схем, приведенных в табл. 6.1. Широко распространена схема I, в которой обмотки возбуждения и управления находятся на внешнем статоре, ротор типа «беличья клетка». В таком ИД диаметры расточки отверстий в щитах под наружные кольца подшипников и статора часто делаются одинаковыми (сквозная конструкция), что позволяет выполнить равномерные воздушные зазоры 20...50 мк. ИД с полым немагнитным ротором делается по конструктивным схемам II, III, IV.

Наиболее распространена схема II. Ее преимуществом являются сравнительно небольшие размеры полого ротора, а следовательно, его малая инерционность. К недостаткам относится трудоемкость намотки внешнего статора при малом диаметре расточки и большом отношении длины пакета к внутреннему диаметру статора.

Удобство намотки и изолирования внутреннего статора является достоинством схемы III, однако размеры полого ротора увеличиваются, растет момент инерции, ухудшаются условия отвода теплоты от обмоток.

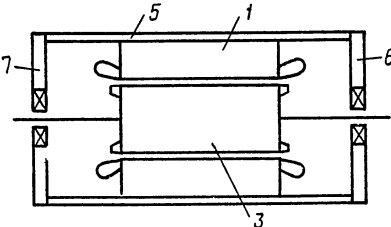
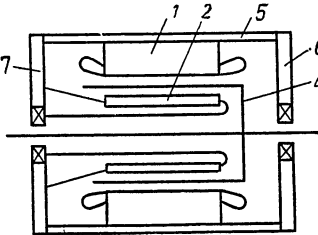
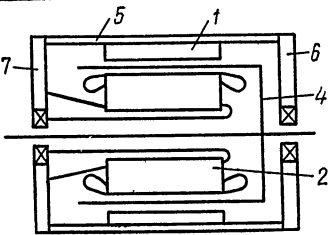
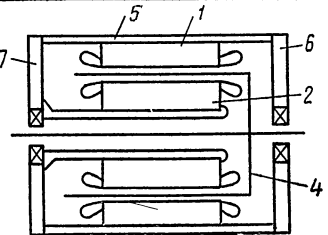
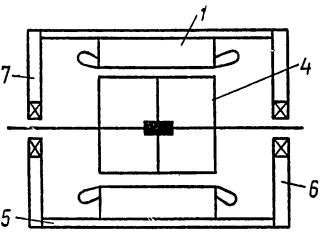
Схема IV выполняется, когда необходимо повысить использование машины, например, в двигателях сравнительно большой мощности.

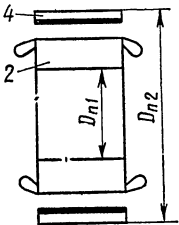
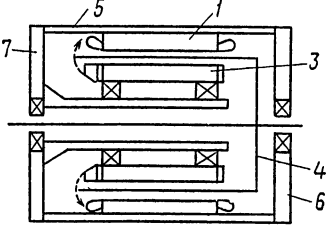
В схеме V из-за применения ферромагнитного ротора отпадает необходимость во внутреннем магнитопроводе, так как магнитный поток замыкается непосредственно по ротору.

Схема VI представляет собой обращенную конструкцию машины, выполненную с внешним ротором. Если ротор ферромагнитный (схема VI), то внешний магнитопровод не требуется. Эта схема позволяет получить большой удельный пусковой момент.

Схема VII — двухроторный вентилируемый двигатель с радиальным расположением роторов. Внутренний ротор имеет обмотку типа «беличья клетка» и соединен с вентилятором. Интенсивное охлаждение позволяет повысить полезную мощность двигателя, реализуемую в данном объеме, и улучшить его выходные характеристики, в первую очередь быстродействие.

Т а б л и ц а 6.1. Конструктивные схемы исполнительных двигателей

Обо- значе- ние	Схема	Особенности схемы	Примеры
I		Обмотка на внешнем статоре; ротор «белочья клетка»	ДМ АД ДКИ
II		Обмотка на внешнем статоре; ротор полый из немагнитного материала, имеется внутренний магнитопровод	АДП ДИД (≥ 1 Вт)
III		Обмотка на внутреннем статоре, ротор полый из немагнитного материала, имеется внешний магнитопровод	ДИД (0,1 ... 0,6 Вт)
IV		Обмотки на внешнем и внутреннем статорах; ротор полый из немагнитного материала	ДАД
V		Обмотки на внешнем статоре; ротор полый из ферромагнитного материала	ВК ДМ

Обозначение	Схема	Особенности схемы	Примеры
VI		Обмотка на внутреннем статоре; ротор полый из ферромагнитного материала, омедненный	ДМ
VII		Обмотка на внешнем статоре; два радиально расположенных ротора: полный немагнитный и «беличья клетка» с вентилятором	АДР

Примечание. Обозначения на схемах: 1 — внешний статор; 2 — внутренний статор; 3 — ротор типа «беличья клетка»; 4 — полый ротор; 5 — корпус; 6 — крышка передняя; 7 — крышка задняя.

§ 6.3

Применяемые материалы

В ИД применяется тот же комплекс электротехнических и конструктивных материалов, что и в других элементах автоматических устройств. От свойств материалов зависит в значительной степени надежность и долговечность машины. Так как к ИД в большинстве случаев предъявляются повышенные требования в отношении климатических и механических воздействий, срока службы и хранения, то особое внимание следует обратить на наиболее ответственные и уязвимые места — обмотки и подшипниковые узлы. Следует тщательно выбирать изоляционные материалы, смазки и подшипники. Прежде всего необходимо выбрать класс нагревостойкости материалов, который определяется требованиями проектного задания и зависит от режима работы, заданной максимальной температурой нагрева обмоток, условий окружающей среды, долговечности, надежности. Допустимая рабочая температура электроизоляционных материалов по ГОСТ 8865—87 приведена ниже.

Класс нагревостойкости изоляции	Y	A	E	B	F	H	C
Максимальная допустимая рабочая температура, °C	90	105	120	130	155	180	более 180

Изоляция машины состоит из изоляции обмоточных проводов, пазовой изоляции, изоляции лобовых частей обмоток от корпуса машины и от торцевой части пакета статора, изоляции между фазами и изоляции выводных концов обмотки.

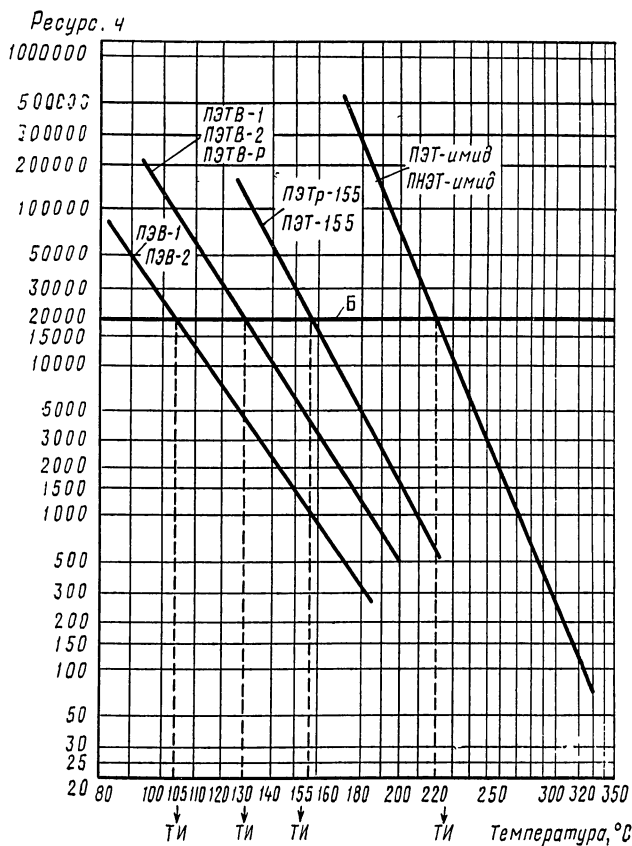


Рис. 6.1. Зависимость среднего ресурса работы обмоточных проводов от температуры:

Б — базовый уровень; ТИ — температурный индекс

В табл. 6.2 приведены применяемые для обмоток статора обмоточные провода.

Материалом жилы для проводов всех марок служит медная проволока ОСТ 160.505.008—73 (за исключением ПНЭТ-имид, жилы

Т а б л и ц а 6.2. Сравнительная характеристика обмоточных проводов

Марка провода	Характеристика марки провода	Диапазон номинальных диаметров, мм	Пределы рабочей температуры по ГОСТ 10519—76	Класс耐热ности по ГОСТ 8865—87	Материал изоляции
ПЭВ-1, ГОСТ 7262—78 ПЭВ-2, ГОСТ 7262—78	Провод с изоляцией уменьшенной толщины Провод с изоляцией нормальной толщины	0,02 ... 2,50 0,05 ... 2,5	105 105	A A	Лак ВЛ-931 на поливинилацеталевой основе (винифлекс), ГОСТ 10402—75
ПЭТВ-1, ТУ 16-705.110—79 ПЭТВ-Р, ТУ 16-705.110—79	Провод нагревостойкий, покрытый слоем высокопрочной эмали, уменьшенной толщины Провод нагревостойкий, покрытый слоем высокопрочной эмали, нормальной толщины	0,05 ... 1,6 0,02 ... 0,2	130 130	B B	Полиэфирный лак марки ПЭ-943, ГОСТ 11240—83; полиэфирный лак марки ПЭ-939, ТУ 16-504.026—74; импортный лак «Теребек-35»; смола ТС-1, ТУ 6-19-106—78; смола ТС-1, ОСТ 16.0.686.347—76
ПЭТВ-2, ОСТ 16.505.001—80	Провод эмалированный, теплостойкий (нагревостойкий), высокопрочный с изоляцией на основе полиэфирных лаков	0,06 ... 2,5	130	B	Полиэфирные лаки: ПЭ-943, ГОСТ 11240—83; ПЭ-939, ТУ 16-504.026—74; «Теребек-35»; -45»; смола ТС-1, ОСТ 16.0.686.347—76; нагрозин, ГОСТ 9307—69
ПЭТр-155, ТУ 16-705.048—78	Провод эмалированный, теплостойкий, релейный с уменьшенной толщиной изоляции	0,017 ... 0,2	155	F	Лак полиэфиримидный марки ПЭ-955, ТУ 6-10-1044—78
ПЭТ-имид, ТУ 16-505.489—78	Провод медный, высоконагревостойкий, покрытый эмалевой полиимидной изоляцией	0,03 ... 2,5	220	C	Полиимидный лак марки АД-9103, ТУ 6-05.1608—78; АД-9103ПС, ТУ 6-19-051-264—80

Марка провода	Характеристика марки провода	Диапазон номинальных диаметров, мм	Пределы рабочей температуры по ГОСТ 10519—76	Класс нагревостойкости по ГОСТ 8865—87	Материал изоляции
ПНЭТ-имид, ТУ 16-505.489—78	Провод медный, никелированный, высоконагревостойкий, покрытый эмалевой полиимидной изоляцией	0,03 ... 2,5	220	С	АД-9103ПС (только для диаметров 0,03 ... 0,09)

Примечание. Для всех марок проводов рабочий ресурс при максимальной температуре — 20 000 ч. Минимальная температура окружающей среды — 60°C.

которого выполнены из медной никелированной проволоки ТУ 16-505.939—76). На рис. 6.1 приводятся средние ресурсы их работы. Номинальные диаметры проводов, их сечение, масса, толщина изоляции и максимальный диаметр даны в приложениях табл. П.1.1 и П.1.4. Из табл. 6.2 видно, что в зависимости от условий работы применяются различные марки проводов. Если машина работает при максимальной температуре обмотки до 105°C, то применяются провода марок ПЭВ-1 и ПЭВ-2 класса нагревостойкости, А: имеющие поливинилацеталевую изоляцию, выполненную на лаке винифлекс ВЛ-931. Провода ПЭВ-1 имеют меньшую толщину изоляции, чем ПЭВ-2, и соответственно меньшее пробивное напряжение. Обмотки более теплостойких машин с максимально допустимой температурой 130°C (класс нагревостойкости В) делаются из проводов марок ПЭТВ-1, ПЭТВ-2, изоляции которых выполнены полиэфирным лаком ПЭ-943 либо ПЭ-939 и отличаются между собой толщиной. Самая малая толщина и меньшее пробивное напряжение у проводов ПЭТВ-1. Однако абсолютное значение пробивного напряжения у всех перечисленных марок проводов достаточно высокое и на работоспособность машин практически не влияет. Эти провода имеют несколько пониженную стойкость к тепловому удару. Повышенную теплостойкость имеют провода ПЭТ-155, ПЭТр-155, относящиеся к классу нагревостойкости F. Для изоляции этих проводов используется лак ПЭ-955 полиэфирный с введением более теплостойкой имидной группы, рабочая температура составляет 155°C. У провода ПЭТ-155 изоляция имеет нормальную толщину, а у ПЭТр (релейный) — умень-

шенную. Провода ПЭТ-имид и ПНЭТ-имид изолированы с помощью полимидного лака АД-9103, их рабочая температура достигает 220°C (класс нагревостойкости С). Особенностью провода ПНЭТ-имид является то, что для повышения надежности при высоких температурах медная жила провода никелируется, а это предотвращает коррозию металла.

Провода с нормальной толщиной изоляции более надежны в эксплуатации, так как имеют наименьшее допустимое число точечных повреждений, и их изоляционная пленка более устойчива к механическим и климатическим воздействиям. Однако если ИД весьма малой мощности, применение таких проводов нерационально из-за плохого коэффициента заполнения пазов и низких коэффициентов использования. Именно поэтому были разработаны и широко применяются провода с более тонким слоем изоляции: ПЭВ-1, ПЭТВ-1, ПЭТр-155, позволившие создать технологичные машины с хорошими энергетическими показателями.

Для пакетов статора, сердечника в ИД и пакета ротора в ИДК применяется пермаллой марок 50Н и 79НМ, а также и электротехническая сталь марки 1512 толщиной $\Delta=0,2$ и 0,35 мм. Особенно широко применяется пермаллой, так как этот материал устойчив к коррозии и может использоваться без покрытий, что существенно для получения малых воздушных зазоров. Изоляция пазов статора выполняется из фторопласта-4, лавсана, эпоксидного компаунда. Для изготовления полого немагнитного ротора обычно применяется сплав алюминия АД1-М (ГОСТ 4784—74), а для стержней «беличьей клетки» — алюминий А99 (ГОСТ 11069—74), иногда медь М-1-М (ГОСТ 617—72). Ферромагнитные роторы изготавливаются из стали 10, стали 35 и др. Для омеднения берется медь М-1-М.

Корпуса и крышки электродвигателей, как правило, выполняются из литейного сплава алюминия с кремнием АЛ-2. Иногда корпус вытачивают из трубы из сплава Д1 или изготавливают из титанового сплава ВТ1-0, а также из нержавеющей стали 1Х18Н9Т. Валы двигателя обычно делаются из стали 20Х13.

§ 6.4 Подшипники и смазки

В используемых микродвигателях применяются однорядные радиальные быстроходные шарикоподшипники сверхлегкой, особо легкой и легкой серий. По ширине подшипники делятся на узкие, нормальные, широкие и особо широкие. В микродвигателях обычно применяются узкие, нормальные и широкие подшипники. Предусмотрено пять классов точности изготовления: 0, 6, 5, 4, 2 (в порядке повышения точности). Требования по точности предъявляются к основным размерам и параметрам подшипника. На показатели ИД влияют, главным образом, радиальное биение дорожки качения внутреннего и наружного колец, поскольку этим параметром определяется воздушный зазор машины. Кроме того,

у двигателя с «беличьей клеткой» от биения в большой степени зависит реактивный момент, а следовательно, и напряжение трогания. В зависимости от класса точности биение меняется в широких пределах. Радиальное биение дорожки качения у наружного кольца, соответствующее классу 0, составляет 15 мкм, а у самого высокого класса 2 равно 2 мкм. На значение и неравномерность воздушного зазора машины влияет радиальный зазор подшипника. Имеется четыре группы радиальных зазоров: шестая, основная, седьмая, восьмая (последняя только для сравнительно больших подшипников диаметром от 10 до 18 мм). Зазоры в шестой группе составляют 3...10, в основной — 5...16 и в седьмой — 14...25 мкм.

Одним из главных показателей шарикоподшипника является *момент трения*. По значению момента трения подшипники делятся на 9 групп (малые подшипники со средним диаметром до 6 мм — на 6 групп). У первых трех групп лимитируется момент трогания. В зависимости от группы и размера подшипника момент трогания меняется в пределах от $0,4 \cdot 10^{-5}$ до $7 \cdot 10^{-5}$ Н·м. Эти данные относятся к подшипникам с наружным диаметром до 12...13 мм.

В зависимости от условий применения, кольца и шарики подшипника могут изготавливаться либо из стали ШХ-15 (если нет требований повышенной влагонепроницаемости), либо из нержавеющей стали. Сепараторы изготавливаются из латуни, нержавеющей стали и других металлов и неметаллических материалов. В микродвигателях, работающих при весьма высоких температурах окружающей среды, применяются специальные теплостойкие подшипники, у которых температура отпуска деталей 200...450 °С.

В ряде случаев могут применяться подшипники с двумя защитными шайбами и с заранее заложенной при изготовлении подшипника смазкой. В приложении табл. П1.6 приводятся данные по шарикоподшипникам для ИД.

В условные обозначения подшипников включены их основные параметры [8]. Например, в обозначении подшипника 225—10000 92ЮТС18 указаны: 2 — ряд радиального зазора, 2 — ряд момента трения, 5 — класс точности подшипника, 1 — серия ширины, 0 — размерная серия подшипника, 0 — тип подшипника (в нашем случае радиальный), 00 — конструктивная разновидность, 9 — серия диаметров (сверхлегкая), 2 — внутренний диаметр, Ю — материал колец и шариков (нержавеющая сталь), Т — температура отпуска колец и шариков 200 °С, С18 — условное обозначение марки смазки ВНИИНП-238 (данный подшипник имеет две защитные шайбы).

Смазочные материалы в подшипниках ИД уменьшают или упорядочивают износ трущихся деталей, не допускают задира, защищают подшипники от влаги и загрязнений. Все это достигается с помощью минимального количества смазки при однократной заправке.

В соответствии с условиями применения ИД смазочные материалы должны обеспечивать работоспособность подшипникового узла

в широком диапазоне температур (от -60 до $+200^{\circ}\text{C}$), а иногда и выше при воздействии повышенной влажности и механических перегрузок. При высоких температурах смазочные материалы должны обладать низкой испаряемостью, а при низких — малой вязкостью.

Ни один из смазочных материалов, выпускаемых в настоящее время, не обладает всем комплексом свойств в полной мере. При выборе смазочных материалов необходимо обеспечивать наиболее важные по условиям применения свойства. В ИД применяются масла и пластичные смазки. Широко используется смазочное масло МП-601, изготовленное на основе кремнийорганической (силиконовой) жидкости. Оно обладает сравнительно малой вязкостью при -60°C , малой испаряемостью при $+200^{\circ}\text{C}$, хорошей износостойкостью, хотя и уступает некоторым видам смазок по отдельным показателям. У смазочного масла МП-601 смазывающие свойства несколько хуже, чем у минерального масла, и практически оно не предохраняет подшипник от воздействия влаги. Как и все масла, выполненные на базе силиконовых жидкостей, МП-601 в случае местного перегрева при длительной наработке может разрушаться, образуя так называемый «гель», желеобразную массу, которая затем затвердевает, выводя из строя подшипниковый узел. Уменьшить вероятность этого явления можно, применяя подшипники повышенных классов точности. В весьма малых ИД мощностью до 1...2 Вт, работающих при -60°C , вязкость смазки МП-601 оказывается слишком большой и при неправильной дозировке напряжение трогания значительно увеличивается и резко снижается частота вращения. Поэтому в двигателях столь малой мощности необходимо обеспечить точную дозировку масла и в очень малых количествах. Необходимое количество масла указывается в технической документации. В случае ИД весьма малой мощности одна капля масла оказывается чрезмерной дозой. При первом включении двигателя масло частично разбрызгивается и попадает в малый зазор (30...40 мкм), резко уменьшая частоту вращения, а оставшаяся его часть при -60°C повышает напряжение трогания. Обеспечить точную дозировку очень малых количеств масла (точность $\pm 0,1$ мг) можно лишь с помощью специального капиллярного дозатора, представляющего собой медицинский шприц с микрометрическим винтом, на конце которого укреплена капиллярная трубка. Шприц откалиброван так, что определенному углу поворота винта соответствует точно заданное количество масла.

Более перспективными во всех отношениях являются пластичные смазки, которые при правильном применении обеспечивают требуемые показатели в ИД при всех условиях работы и имеют повышенный по сравнению с маслами срок службы. Пластичная смазка представляет собой коллоидную систему, состоящую из загустителя (дисперсной фазы) и жидкой фазы (дисперсной среды). Из пластичных наиболее пригодной для ИД оказалась смазка ВНИИ НП-274, в которой в качестве загустителя используются

литиевые мыла высших жирных кислот. Загуститель образует трехмерный каркас, в ячейках которого находится дисперсионная среда (в данном случае — масло на силиконовой основе). При работе ИД каркас разрушается, масло выдавливается и попадает в зону трения. После прекращения работы ИД каркас восстанавливается. При точной дозировке и последующей обкатке подшипникового узла, обеспечивающей равномерное распределение смазки в подшипнике, в зону трения попадает оптимальное количество жидкой фазы. Все это позволяет при применении пластичной смазки в ИД сколь угодно малой мощности при температуре -60°C получить лучшие показатели, чем при использовании масла.

§ 6.5 Конструкция и технология изготовления исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором

Главными частями двигателей являются статор и ротор. Статор представляет собой пакет, собираемый из штампованных листов (пластин) из пермаллоя или электротехнической стали. В пазах статора располагается обмотка. Конфигурацию листов выбирают с учетом возможностей изготовления и достаточной стойкости штампа, без резких переходов, слишком тонких перемычек (например, минимальная толщина зубца у основания должна быть не менее 1 мм). Прорезь паза должна быть достаточно широкой для укладки в него изоляции и обмотки. На рис. 6.2 изображены листы статора исполнительных двигателей с типичными формами пазов. Отличительной особенностью листов управляемых микродвигателей по сравнению с неуправляемыми является увеличенное пазовое пространство, полученное за счет выполнения минимально допустимых из технологических соображений толщины зубцов и спинок, а также меньшего отношения внутреннего и внешнего диаметров листа. При конструировании листов должны предусматриваться определенные допуски на размеры расточки статора и на угловую ошибку между осями пазов. Пластины статора вырубаются на компаундном штампе, затем очищаются от заусенцев и отжигаются для получения нужных магнитных свойств. Далее они покрываются клеем (БФ-4, ВС-10Т, БФР) с помощью пульверизатора или на валковом механизме. Слой клея должен быть небольшим во избежание попадания клея в пазы, так как очистка их — весьма трудоемкая операция. Склеивается пакет на специальном приспособлении (рис. 6.3), обеспечивающем заданный размер пакета, осевую центровку пластин и центровку по пазам, а также давление 5...10 кг/см². После набора пластин и сборки с помощью приспособления пакет нагревают либо в термостате, либо токами высокой частоты. При этом клей полимеризуется, склеивая пакет. Затем пакет обрабатывают по наружному и внутреннему диаметрам, очищают от излишка клея.

Процесс намотки статоров — один из самых трудоемких в изго-

товлении микромашин. Он состоит из следующих пяти основных операций: изолирование пакета (пазов и торцов); предварительная намотка секций на станке на специально подобранных шаблонах (из пластмассовых или дюралюминиевых дисков); укладка секций в пазы; пропитка; монтаж.

Пазы изолируются чаще всего фторопластовой или лавсановой пленкой, а также эпоксидным компаундом, который наносится в

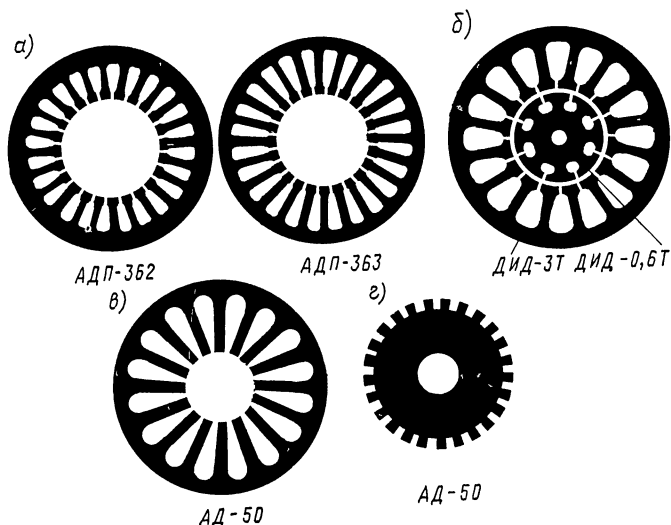


Рис. 6.2. Листы статоров двигателей с полым ротором АДП (а) и ДИД (б); лист статора (в) и ротора (г) двигателя с «беличьей клеткой» АД-50

электростатическом поле или с помощью вибровихревого напыления. Такие покрытия водостойки, увеличивают использование паза и значительно уменьшают превышение температуры обмотки над температурой окружающей среды.

Пазовую изоляцию не следует выбирать более нагревостойкой, чем витковую, так как последняя больше подвержена старению. Толщина изоляции паза часто определяется не электрической, а механической прочностью изоляции и технологией намотки.

Эскизы пазов с изоляцией показаны на рис. 6.4. Секции обмотки укладываются в пазы согласно принятой схеме. Широко применяются двухфазные двухслойные обмотки. Укладка обмотки в пазы делается вручную. Внедряется и механизированная укладка обмоток в пазы внутреннего статора. Торцевой пакет изолируют стеклотекстолитовой пластиной, вырубленной на том же штампе, что и основные, или с помощью эпоксидного компаунда.

Лобовые части обмотки (фазу от фазы) изолируют фторопластовой пленкой. После укладки обмотки в пазы вставляется клин, выполненный из фторопластовой пленки или стеклотекстолита. В ряде случаев для повышения использования паза клин не устанавливают.

Для улучшения изоляционных и механических свойств обмоток, а также для повышения нагревостойкости изоляции и улучшения теплоотвода обмотки пропитываются. Это позволяет существенно повысить надежность обмоток. В качестве пропиточных составов применяют лак МЛ-92, компаунд АС-9115 и др. Существует несколько способов пропитки: окунанием, вакуумным, ультразвуковым, струйным, капельным, капиллярным. Кроме того, применяют заливку эпоксидными составами и композициями. Если для сравнительно крупных машин (с диаметром провода 0,2 мм и более) выбор способа обусловлен, главным

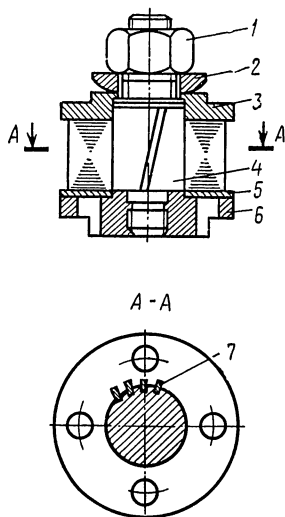


Рис. 6.3. Приспособление для сборки пакета статора:

1 — гайка; 2 — сферическая шайба; 3 — кольца со сферической выточкой; 4 — оправка с пазами под клинья; 5 — кольца; 6 — основание; 7 — клинья

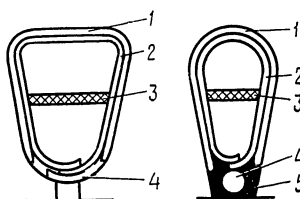


Рис. 6.4. Эскизы пазов статора с изоляцией:

а — двигатель ДМ-1: фторопласт $\Phi 4 - \Delta = 0,1$ мм (1, 2), $\Delta = 0,06$ мм (3), $\Delta = 0,4$ мм (4); б — двигатель АД-50: стеклолакоткань ЛСК — $\Delta = 0,11$ мм (1), фторопласт — $\Delta = 0,1$ мм (2, 3); 1, 2 — пазовая изоляция; 3 — прокладка; 4 — клин; 5 — компаунд

образом, трудоемкостью и технологичностью, то у самых малых микромашин пропитка определяет долговечность машины в целом. Так как применявшиеся ранее способы пропитки не обеспечивали точной дозировки пропиточного состава (что приводило к обрыву обмоток как при изготовлении, так и в процессе эксплуатации), то некоторые типы машин выпускались и выпускаются без пропитки. Капельный и капиллярный способы пропитки обеспечивают требуемую точность дозировки. Поэтому их необходимо широко внедрять в производство.

Корпус двигателя часто изготавливают из алюминиевого сплава. Окончательная обработка — токарная. Шихтованный сердечник

статора с обмоткой устанавливается в корпус и закрепляется с помощью клея и кернения в трех точках. Внутренний статор (магнитопровод) также набирается из пластин и армируется в крышке, отлитой из алюминиевого сплава.

Полый ротор (рис. 6.5) чаще всего выполняется из алюминиевого сплава способом обратного выдавливания, реже он вытачива-

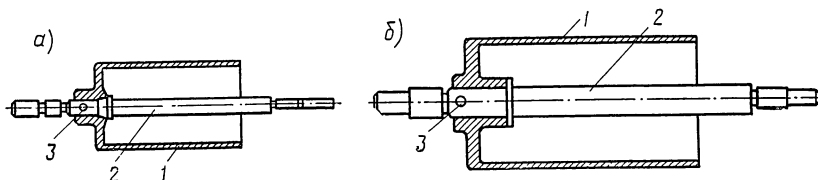


Рис. 6.5. Полый немагнитный ротор, выполненный методами:

а — обратного выдавливания; *б* — вытачивания
1 — стакан; 2 — вал; 3 — штифт

ется из трубы или прутка. Приспособление для обратного выдавливания заготовки ротора показано на рис. 6.6. Полый ротор получают с припуском на окончательную обработку и насаживают на вал, изготовленный из нержавеющей стали, и закрепляют на валу с помощью завальцовки, причем посадочный диаметр на валу имеет рифление для более надежного соединения вала с ротором. Окончательная обработка полого ротора производится на специальной оправке. Наружный диаметр ротора проверяется без снятия его с оправки, чтобы не погнуть легко деформируемые стенки. До сборки ротор хранится в специальной таре, предохраняющей его стенки от деформации. Для устранения вибраций ротора необходимо обеспечить его симметрию относительно собственной оси. Для увеличения жесткости на конце полого ротора делается бортик (например, в серии ДИД).

Роторы защищают от коррозии с помощью специальных покрытий.

Чтобы откорректировать несимметрию полого немагнитного ротора (разностенность, неоднородность структуры, эксцентриситет),

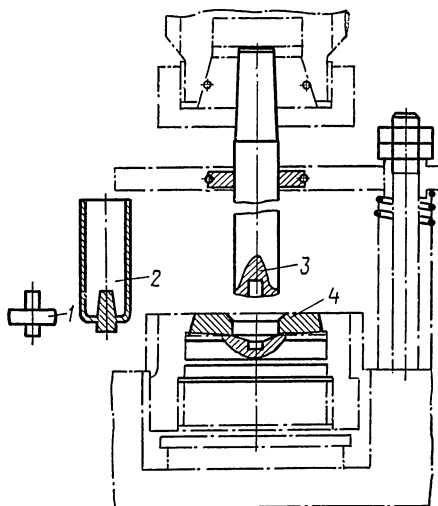


Рис. 6.6. Приспособление для обратного выдавливания полого ротора:

1 — предварительная заготовка; 2 — заготовка стакана ротора; 3 — пуансон; 4 — матрица

иногда применяется «симметрирование» путем нанесения насечек, зарубок на нем, которые при правильном их расположении компенсируют имеющуюся асимметрию. Осевые прорези используются и для изменения сопротивления ротора.

Иногда делается ферромагнитный полый омедненный ротор (рис. 6.7). Толщина его стенок обычно колеблется от 0,5 до 3 мм (в зависимости от габаритных размеров машины, частоты питающего напряжения и других факторов). Увеличивать толщину ротора нецелесообразно, так как из-за явления вытеснения тока магнитное сопротивление его уменьшается незначительно. Омеднение ротора позволяет повысить пусковой момент двигателя. Толщина медного покрытия обычно 0,05...0,25 мм. Слой меди наносится гальваническим путем.

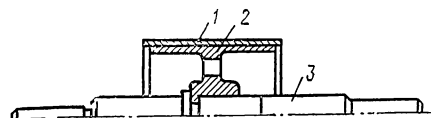


Рис. 6.7. Ферромагнитный омедненный ротор двигателя ВК-262А:

1 — омеднение; 2 — ферромагнитный слой;
3 — вал

В машинах этого типа очень важно не допускать эксцентриситета ротора, так как даже при сравнительно небольшой его величине происходит «прилипание» ротора. При изготовлении ротора следует тщательно контролировать биение его поверхности относительно посадочных мест вала.

Для обеспечения наработки 2...4 тыс. ч и более в конструкции двигателя предусмотрены аккумуляторы масла: задний и передний. Они изготавливаются из лавсановой нити или из нихромовой проволоки и при сборке двигателя пропитываются заданным количеством масла. В процессе работы по мере износа или испарения масла, находящегося в подшипнике, из аккумулятора в него поступает масло в нужном количестве.

Двигатели весьма малой мощности иногда имеют обращенную конструкцию. Отличия в технологии изготовления таких машин в следующем: корпус отливается заодно с установленным в форму внешним магнитопроводом, после чего производится механическая (токарная) обработка. Укладка обмотки статора машины производится с применением специальных намоточных станков. После намотки и пропитки (если она предусмотрена) статор закрепляют на передней крышке с помощью клея и завальцовкой. Затем подшипники сажают на вал с заданными зазорами и ротор вставляют в статор. Например, для двигателей типа ДИД подшипник насаживается на вал либо с натягом до 1 мкм, либо с зазором до 3 мкм.

Зазор между наружным кольцом и посадочным гнездом крышки обычно равен 5...9 мкм, а осевой люфт составляет 0,1...0,15 мм. Он регулируется с помощью специальных регулировочных шайб, которые располагаются в одном из подшипниковых щитов за подшипником. В некоторых случаях один из подшипников закрепляется в гнезде неподвижно, а второй подшипник имеет «плавающую» посадку, компенсирующую тепловое расширение деталей.

После окончательной сборки у двигателей мощностью $P_{RH} \leq 1$ Вт на валу устанавливают трибку (шестеренку) с экраном, который защищает подшипник от попадания продуктов износа редуктора. Трибка крепится на валу с помощью сварки.

§ 6.6 Конструкция и технология изготовления исполнительных двигателей с ротором типа «беличья клетка»

У асинхронных ИД с любым типом ротора конструкция и технология изготовления статора одинаковы (см. § 6.5). У ИДК имеется лишь некоторое отличие в последовательности изготовления статора при применении сквозной конструкции: перед намоткой обмотки пакет статора обрабатывается предварительно, оставляется припуск на окончательную шлифовку. Предусматривается также одновременная операция расточки (шлифовки) внутреннего диаметра статора и посадочных диаметров под подшипники в крышках.

Корпус машины выполняется из титанового сплава BT10 или нержавеющей стали. В качестве заготовки для корпуса чаще всего используют трубу, тогда обе крышки (передняя и задняя) изготавливаются отдельно из прутка. Предварительно обработанные корпус и одна из крышек (задняя) соединяются с помощью сварки. Затем статор с обмоткой устанавливается в корпус и передняя крышка приваривается или завальцовывается. В расточку статора заливается эпоксидный компаунд и после его полимеризации обрабатываются одновременно три диаметра — статора и двух крышек, что обеспечивает хорошую соосность этих диаметров и, как следствие, возможность выполнения малых воздушных зазоров.

Если двигатель предназначен для работы при температуре обмоток от $+150^\circ\text{C}$ и выше, то из-за большого коэффициента теплового расширения компаунда при высокой температуре возможно заклинивание ротора. В этом случае применяется несколько иная технология сборки статора. Внутренние диаметры крышек и пакета статора (до укладки в него обмотки) обрабатываются окончательно с высокой точностью. После укладки обмотки корпус с задней крышкой, статор и передняя крышка собираются на точно изготовленной латунной оправке. Зазор между диаметрами крышек, статором и оправкой не должен превышать 6 мкм. Статор устанавливают с помощью клея. Полученную сборку помещают в термостат, клей полимеризуется, а латунная оправка, расширяясь в большей степени, чем сталь (или титан), обеспечивает строгую соосность указанных диаметров. После охлаждения латунная оправка легко удаляется.

Ротор «беличья клетка» может быть изготовлен разными способами. У весьма малых двигателей «беличью клетку» целесообразно делать из чистой меди, а пакет ротора обычно выполняется сплошным из нержавеющей магнитопроводящей стали (например, 20X13). Пазы ротора прорезаются фрезой и делаются скошенными.

ми. «Беличья клетка» выполняется путем опрессовки медной трубки, надетой на заготовку магнитопровода ротора. Иногда «беличью клетку» делают таким же способом из алюминия. Выпускаются также малые двигатели, у которых магнитопровод ротора шихтованный, а «беличья клетка» изготовлена из меди. В этом случае пластины ротора штампуются из пермаллоя, отжигаются, термоокисливаются и набираются на вал с заданным скосом (см. § 7.1). В пазы ротора закладываются заранее заготовленные медные стержни, на торцах устанавливаются медные кольца; их соединение со стержнями производится пайкой или сваркой.

Конструкция щитов и дальнейшие операции по сборке машины ничем не отличаются от описанных в § 6.5 для ИДП.

§ 6.7 Влияние конструкторско-технологических факторов на свойства и выходные характеристики исполнительных двигателей

Анализ результатов контрольных испытаний ИД показывает, что двигатели, собранные из деталей, узлов и материалов, регламентированных конструкторской документацией, иногда имеют выходные показатели, не удовлетворяющие требованиям ГОСТ, хотя определенный запас на влияние технологического разброса входных факторов разработчиком интуитивно закладывается при их проектировании. Это объясняется тем, что количественные и качественные характеристики конструктивных элементов машины в серийном производстве, как правило, отличаются от расчетных значений, принимаемых за номинальные, и такая разница особенно велика в машинах малой мощности. Причины технологического разброса кроются в ограниченной точности технологического оборудования и оснастки, некоторых отклонениях свойств материалов от партии к партии, несовершенстве процессов сборки и контроля. В частности, заметное влияние на разброс значений выходных показателей оказывают допуски на воздушный зазор, диаметр провода, размеры шаблона, непостоянство удельного сопротивления материала ротора, дефекты при изготовлении роторов, а также изменение сечений провода при температурных воздействиях из-за различных коэффициентов линейного расширения провода и пропиточных лаков и из-за натяга при намотке. Применительно к ИД большую роль играют технологические факторы, связанные с подшипником, такие, как точность их изготовления, дозировка смазки, наличие внешних источников инородных частиц, попадающих в подшипник, и степень защиты от них.

К входным факторам, отражающим особенности технологии изготовления двигателей, относятся: числа витков обмотки статора w_{sy} , w_{sb} ; средние длины витков обмоток l_{wy} , l_{wb} , длины сердечников статора l_s , ротора l_R (для ИДП и ИДК) и внутреннего сердечника $l_{свн}$ (для ИДП), число стержней ротора Z_R (для ИДК), удельное сопротивление материала обмотки статора ρ_m и ротора ρ_R , воз-

качественное и количественное влияние входных факторов на выходные показатели.

Исследования, проведенные в производственных условиях на асинхронных двигателях малой мощности, показали, что разбросы значений входных технологических факторов носят случайный характер и чаще всего имеют нормальный закон распределения.

Распределение характеризуется средним значением исследуемого параметра, т. е. центром группирования случайной величины,

$$\bar{x} = \sum_{i=1}^s x_i p_i, \quad (6.1)$$

где x_i — середина интервала статистического ряда; $p_i = n_i/N$ — частотность величины x_i (n_i — разрядная частота, N — объем испытания).

Мерой рассеивания случайной величины является значение стандартного или среднеквадратичного отклонения

$$\sigma_x = \sqrt{\sum_{i=1}^s (x_i - \bar{x})^2 p_i} \quad (6.2)$$

или дисперсия σ_x^2 .

Среднеквадратичное отклонение имеет размерность исследуемой величины. Для расчета технологических разбросов удобнее использовать относительные величины. При расчете допусков предельные отклонения ограничиваются значениями $\delta_x = \pm 3\sigma_x$. В пределах принятого поля допуска содержится 99,73% всех отклонений. Значения x и σ_x определяются по опытным статистическим данным, полученным путем исследований в процессе производства. Статистическая оценка входных факторов позволяет в совокупности получить точностную характеристику производства, выделить наиболее значащие факторы и организовать управление качеством.

Допустимые значения технологического разброса определяются требованиями к точности параметров и выходных характеристик, оговоренных в ГОСТ. Так, например, для активного сопротивления обмотки статора ИД, с учетом большого числа влияющих входных факторов, допуск сравнительно велик и доходит до $\pm 20\%$. Однако окончательное суждение о допустимых разбросах технологических факторов могут дать расчеты коэффициентов влияния и вероятностные расчеты, которые по известным законам распределения входных факторов и пределов их изменения позволяют определить все статистические характеристики исследуемых выходных показателей — математическое ожидание, среднеквадратичное отклонение, вероятность попадания в допустимый интервал — и найти гистограмму распределения выходной величины.

Для расчета величины разброса выходных показателей можно использовать уравнение погрешностей, устанавливающее связь вы-

ходных показателей y_i двигателя с входными факторами x_i входящих в него элементов:

$$y_j = f(x_1, x_2, \dots, x_m). \quad (6.3)$$

Предполагая, что отклонения величин от их номинальных значений малы, а изменения в пределах допуска подчиняются линейному закону, пренебрегая членами второго порядка, путем дифференцирования можно получить выражение

$$\Delta y_j = \frac{\partial f_j}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f_j}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f_j}{\partial x_m} \Delta x_m = \sum_{i=1}^m \frac{\partial f_j}{\partial x_i} \Delta x_i.$$

При переходе к записи в относительных единицах получаем уравнение относительных погрешностей

$$\frac{\Delta y_j}{y_j} = \sum_{i=1}^m \left[\frac{\partial f_j(x_1, x_2, \dots, x_m)}{\partial x_i f_j(x_1, x_2, \dots, x_m)} x_i \right] \frac{\Delta x_i}{x_i}. \quad (6.4)$$

Члены уравнения (6.4), заключенные в квадратные скобки, представляют собой коэффициенты влияния входных факторов на выходные показатели.

В общем виде это уравнение будет

$$\Delta \bar{y} = C \Delta \bar{x}, \quad (6.5)$$

где C — матрица коэффициентов влияния.

Матрица C может быть вычислена как произведение двух переходных матриц A и B , где A — матрица коэффициентов влияния разброса параметров схемы замещения двигателя на разброс выходных показателей, а B — матрица коэффициентов влияния разбросов входных факторов на параметры схемы замещения:

$$C = A \cdot B. \quad (6.6)$$

Для расчета разброса выходных показателей можно воспользоваться уравнением

$$(\bar{\delta}_y^2) = [c_{ij}^2] (\bar{\delta}_x^2), \quad (6.7)$$

где $(\bar{\delta}_y^2)$ и $(\bar{\delta}_x^2)$ — l - и m -мерные векторы квадратов допусков выходных и входных величин в относительных единицах.

Уравнение (6.7) позволяет оценить доленое влияние всех входных факторов на разброс выходных показателей. Подобное же уравнение можно записать для оценки влияния входных факторов на параметры схемы замещения и использовать его для расчета допусков на них. В развернутом виде (6.7) записывается так:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{y1}^2 &= c_{11}^2 \delta_{x1}^2 + \dots + c_{1j}^2 \delta_{xj}^2 + \dots + c_{1m}^2 \delta_{xm}^2; \\ \delta_{y2}^2 &= c_{21}^2 \delta_{x1}^2 + \dots + c_{2j}^2 \delta_{xj}^2 + \dots + c_{2m}^2 \delta_{xm}^2; \\ \delta_{yi}^2 &= c_{i1}^2 \delta_{x1}^2 + \dots + c_{ij}^2 \delta_{xj}^2 + \dots + c_{im}^2 \delta_{xm}^2. \end{aligned} \right\} \quad (6.8)$$

В конечном итоге можно рассчитать точность технологической системы для обеспечения требуемых показателей и решить задачу управления качеством двигателя [20].

§ 6.8 Надежность. Причины отказов исполнительных двигателей и пути повышения надежности

Надежность ИД является одним из его основных технико-экономических показателей. ИД относят к классу невосстанавливаемых изделий, поскольку качественно отремонтировать их вне завода-изготовителя, как правило, невозможно. Двигатели, отказавшие во время проведения заводских испытаний на надежность, также не ремонтируются.

Количественно надежность ИД характеризуется двумя главными показателями: вероятностью безотказной работы и интенсивностью отказов.

Вероятность безотказной работы ИД $p(t)$ — это вероятность того, что при определенных условиях эксплуатации в пределах заданной наработки (продолжительности работы в часах) отказ двигателя не возникнет.

Вероятность безотказной работы ИД

$$p(t) = e^{-\lambda t}. \quad (6.9)$$

Интенсивность отказа λ — это вероятность отказа неремонтируемого изделия в единицу времени после определенного момента времени при условии, что до этого отказ не возник.

Частота отказов — это число отказов в единицу времени:

$$a(t) = \lambda e^{-\lambda t}. \quad (6.10)$$

Средняя наработка до первого отказа

$$T_{cp} = 1/\lambda. \quad (6.11)$$

Количественные показатели надежности можно определять тремя методами: 1) расчетным; 2) путем проведения испытаний на заводе-изготовителе по специальной программе; 3) путем статистической обработки данных эксплуатации.

Определение показателей надежности расчетным путем производится на стадии проектирования с использованием математических моделей, адекватно отражающих физические процессы в машине. В этих моделях используются эмпирические коэффициенты, поэтому расчеты дают хорошие результаты, если они используются

при разработке машин, аналогичных выпускаемым и заранее обследованным.

Метод испытаний ИД на надежность получил очень широкое распространение, так как позволяет найти реальную надежность, если режимы работы двигателя в условиях испытания и эксплуатации одни и те же. Однако чаще всего ИД является унифицированным изделием, применяемым для устройств с различными условиями работы. Даже тогда, когда двигатель разрабатывается для конкретного устройства, потребитель обычно указывает только диапазоны изменения условий работы: температуру, влажность и др. Все это не позволяет разработать методику испытаний, точно отражающую реальные условия эксплуатации.

Методы испытаний, оговоренные в нормативных документах, значительно отличаются между собой и по содержанию и по количеству испытываемых машин. Испытания включают все указанные в техническом задании внешние воздействия, а также определение наработки при заданной, чаще всего максимальной температуре. И хотя общеизвестно, что $p(t) = 1$ на практике не существует, при испытаниях отказы не допускаются.

Так как испытания на надежность весьма большого количества изделий хотя и дадут более достоверный результат, но трудоемки и дорогостоящи, то оптимальное число испытываемых изделий выбирается по формулам, полученным из теории вероятностей и математической статистики. Для этой цели используются понятия *доверительного интервала*, т. е. пределы, в которых лежит истинная вероятность безотказной работы, и *доверительной вероятности α* , т. е. вероятности того, что истинная вероятность безотказной работы окажется именно в этих пределах. Под *истинной вероятностью* понимается процент кондиционных изделий в общем количестве. Если отказы не допускаются, то верхний предел истинной вероятности $p(t) = 1$. Нижний предел $p(t)_{\min}$ можно найти по формуле

$$p(t)_{\min} = (1 - \alpha)^{1/N}, \quad (6.12)$$

где N — количество испытываемых двигателей. Если, например, задается $\alpha = 0,7$ и $N = 11$, то $p(t)_{\min} = 0,9$. Это означает, что истинная доля кондиционных двигателей в партии 90... 100% с доверительной вероятностью 0,7.

Наиболее достоверные данные о надежности ИД можно получить из широкомасштабного эксперимента, который можно осуществить, используя данные эксплуатации. Потребители могут регулярно собирать сведения об отказах ИД, условиях эксплуатации, о проявлении отказов и передавать их разработчику, который, в свою очередь, имеет возможность определять вероятность безотказной работы для данного типа двигателей в зависимости от наработки. Эти данные будут усредненными, так как у разных потребителей условия работы могут отличаться. Однако их можно использовать как для расчетов надежности у потребителя, так и для выявления слабых мест машины и анализа динамики изменения показателей

надежности по годам. Экспериментальные исследования в условиях эксплуатации и на заводах позволили установить, что наиболее слабыми звеньями машины являются обмотки и подшипники, и выявить, из-за чего возникают отказы в них.

Отказы разделяют на три вида: конструктивный, производственно-технологический и обусловленный некачественными комплектующими.

Отказы обмоток. К конструктивным отказам можно отнести обрывы пропитанных обмоток вследствие значительной разницы между коэффициентами теплового расширения меди и пропиточного состава. Они происходят тем чаще, чем чаще включается и выключается двигатель во время эксплуатации и чем выше температура обмотки. Дефект этот выявляется при испытаниях с помощью термоциклов, а устраняется либо соответствующим выбором пропиточного состава и технологии пропитки, либо снятием пропитки вообще. Замыкания между витками, между фазами и между обмоткой и корпусом могут быть также конструктивным дефектом, если коэффициент заполнения паза чрезмерно велик, а высота лобовой части выбрана малой. Тогда при опрессовке лобовых частей на обмотку будут действовать усилия, могущие повреждать изоляцию.

Производственно-технологические отказы в обмотках являются следствием нарушения требований технической документации при изготовлении микромашин. Здесь возможны обрывы из-за чрезмерного натяжения провода при намотке, повышенной вязкости пропиточного состава, несоблюдения инструкции по пропитке, попадания лака или клея на непропитанную обмотку, некачественной пайки. Замыкания между фазами могут произойти из-за неудовлетворительного выполнения межфазовой изоляции. Замыкание обмотки на корпус иногда происходит вследствие плохой зачистки пазов перед укладкой обмотки.

Низкое качество комплектующих (в основном обмоточного провода) приводит чаще всего к витковым замыканиям из-за большого количества точечных повреждений (на практике нередко встречаются целые участки оголенного провода). Возможны обрывы обмоток из-за коррозии провода.

Отказы подшипникового узла. К конструктивным отказам относится износ посадочной поверхности подшипникового щита вследствие проворота наружного кольца шарикоподшипника, продукты износа попадают при этом в подшипник, разрушают смазку, либо, попав на беговую дорожку, увеличивают момент трения. При значительном износе посадочного диаметра подшипника возможно касание ротора о статор. Для устранения этого дефекта обычно выбирают материал посадочного гнезда, обладающий повышенной твердостью и хорошей износостойчивостью, кроме того, подбирают оптимальные зазоры между кольцом подшипника и гнездом. Конструктивным дефектом является, кроме того, *неправильный выбор типа подшипника, типа и количества смазки, конструкции аккумулятора масла*. Все эти дефекты, проявляющиеся либо в виде

разрушения сепаратора, либо в виде загустения смазки, либо в виде недопустимого повышения момента трения, приводят к отказу подшипникового узла.

Производственно-технологические отказы возникают вследствие неправильной посадки подшипника, плохой промывки подшипника, невыполнения инструкции по смазке.

Низкое качество комплектующих (подшипников и смазок) приводит к тем же отказам, что и перечисленные выше причины. Однако выявить дефектные подшипники и смазки как при входном контроле, так и при анализе того или иного отказа трудно.

Все указанные отказы наступают, как правило, в первые 200 ... 300 ч эксплуатации изделия. ИД, не отказавшие в течение этого срока, обычно работают на протяжении гарантийной наработки, указанной в документации, практически без отказов. По истечении срока гарантийной наработки могут появиться отказы, обусловленные *естественным износом*. Для микродвигателей рассматриваемого типа естественный износ означает, что смазка полностью израсходована. В случае применения масла возможно испарение его и возникновение сухого трения, что довольно быстро приводит к разрушению подшипника. В случае применения пластичных смазок происходит испарение жидкой фазы; оставшийся загуститель смазывающими свойствами не обладает, в результате также возникает сухое трение.

Повышение надежности ИД дает больший народнохозяйственный эффект, чем улучшение других показателей качества.

Чтобы обеспечить высокие показатели надежности, при проектировании машины следует обращать особое внимание на правильный выбор материалов (см. § 6.3), типа подшипника (см. § 6.4), пропиточных средств, коэффициентов заполнения паза и лобовых частей, обоснованный выбор допусков на размеры, снижение влияния входных факторов, от которых зависит технологический разброс выходных показателей (см. § 6.7).

В процессе изготовления двигателя необходимо контролировать поступающие материалы, строго соблюдать технологическую дисциплину, совершенствовать технологические процессы, автоматизировать межоперационный контроль и испытания готовой машины.

ГЛАВА 7 ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА

§ 7.1 Геометрия машины. Паза статора и ротора

В отличие от неуправляемых асинхронных микродвигателей ИД большей частью выполняются удлинненными ($l_s/D \geq 1,5 \div 2$) с относительно меньшими внутренними диаметрами статора ($D/D_n = 0,3 \div 0,5$) и с большой относительной площадью, занятой пазами на статоре ($k_{нс} \geq 0,3 \div 0,6$). Независимо от типа ротора в большинстве машин статор внешний с пазами овальной или полуовальной

формы (см. § 6.2; 6.5; 6.6). Реже применяется обращенная конструкция, когда статор внутренний с пазами овальной или круглой формы, а ротор внешний. В двигателях с полым немагнитным ротором имеются два статора — наружный и внутренний, причем внутренний статор чаще всего не имеет пазов. Применяемые в статорах ИД пазы показаны на рис. 7.1. Овальные и полуовальные пазы

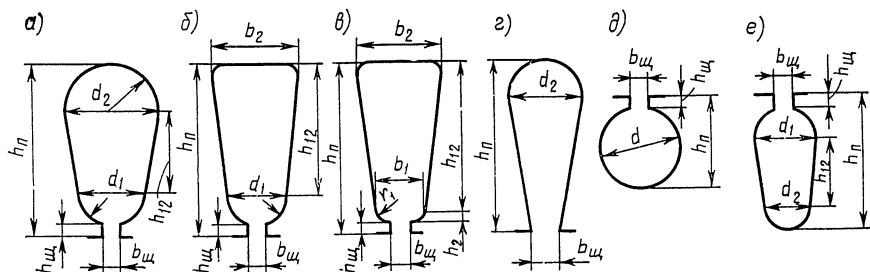


Рис. 7.1. Пазы статора наружного:

а — овального; б — полуовального; в — полуовального с радиусом закругления менее $0,4b$; г — открытого полуовального, внутреннего; д — круглого; е — овального

обеспечивают одинаковую ширину зубца по всей его высоте. Овальный паз, называемый иногда грушевидным, имеет более простой штамп по сравнению с полуовальным. Кроме того, он обеспечивает меньшее магнитное сопротивление около основания зубца, что уменьшает необходимую МДС зубцового слоя. Полуовальный паз имеет большую площадь паза, чем овальный. Для увеличения площади полуовальный паз часто выполняется с радиусом закругления, меньше $0,4b_1$. Круглый паз встречается редко. Если простота и дешевизна штампа не являются основными, то выбор оптимальной формы пазов следует произвести после их сравнительного расчета с учетом площади паза и МДС.

Выбор числа пазов статора и ротора. Общее число пазов статора определяется выбором числа пазов на полюс и фазу:

$$q = Z_s / (2pm), \quad (7.1)$$

от которого зависят в значительной мере параметры и характеристики машины. В зависимости от q изменяется гармонический состав магнитного поля в воздушном зазоре. От высших гармоник поля зависят добавочные потери, добавочные асинхронные и синхронные моменты, виброакустические показатели. В ИД с «беличьей клеткой» важно правильно выбрать сочетание числа пазов на статоре и роторе, так как кроме добавочных моментов в кривой $M = f(n)$ от этого зависят колебания начального пускового момента при изменении положения ротора по отношению к статору, а также

возникающие при трогании ротора реактивные тормозные моменты, из-за которых увеличивается напряжение трогания. Рассмотрим сначала выбор числа пазов статора. При выборе числа пазов на полюс и фазу, с одной стороны, надо учитывать, что малое q упрощает процесс намотки, а с другой, — что увеличение q благоприятно сказывается на форме кривых МДС и ЭДС. В малогабаритных машинах с $D < 10$ мм приходится выбирать $q = 1$, чтобы получить достаточную ширину щели паза. При увеличении q , т. е. в конечном счете при увеличении числа пазов $Z_s = 2p m q$ (для выбранного числа полюсов $2p$), уменьшается ширина щели паза, что приводит к невозможности выполнения обмотки. Для многополюсных машин, а также высокочастотных ($f > 1000$ Гц) число пазов на полюс и фазу неизбежно приходится брать равным 1 или дробным. Однако принимать $q = 1$ без крайней необходимости не следует, так как это приводит к появлению в кривых МДС и ЭДС значительных высших гармонических. В управляемых асинхронных микродвигателях для получения оптимальных параметров, обеспечивающих требуемые выходные характеристики, нужно максимально увеличивать пазовое пространство на статоре. Поэтому при выборе числа и формы пазов на статоре следует стремиться к получению максимального сечения паза; к получению минимальной ширины зубца, допустимой с точки зрения его прочности; к уменьшению q и связанной с ним простоте технологии выполнения обмотки и повышению заполнения паза медью.

Выбор Z_s для машин с различным числом полюсов следует производить по табл. 7.1 с учетом указанных соображений. В рамке выделены наиболее распространенные для двухфазных машин числа пазов статора $Z_s = 8, 12, 16, 24, 32, 36$ (20 пазов применяется реже).

Таблица 7.1. Число пазов статора Z_s

Число полюсов $2p$	Число пазов на полюс и фазу q					
	1	2	3	4	5	6
2	4	8	12	16	20	24
4	8	16	24	32	40	48
6	12	24	36	48		
8	16	32	48			
10	20	40				
12	24	48				

Для ИД с «беличьей клеткой», которые проектируются чаще всего на весьма малые мощности и имеют небольшие размеры, максимально допустимое число пазов статора определяется минималь-

но выполнимым зубцовым делением (в мм):

$$t_{ZS \text{ мин}} = 1,7 + (0,07 \div 0,08) D, \quad (7.2)$$

$$\text{откуда } Z_S \leq \pi D / t_{ZS \text{ мин}}. \quad (7.3)$$

Рекомендованные числа пазов статора для ИДК даны ниже.

$D, \text{ мм}$	$6 \dots 10$	$8 \dots 21$	$12 \dots 35$	$24 \dots 45$
Z_S	8	12	16	24

При выборе в ИДК числа пазов ротора Z_R необходимо выполнить следующие условия для снижения синхронных добавочных моментов при неподвижном роторе: $Z_R \neq Z_S$, $Z_R \neq 0,5Z_S$, $Z_R \neq 2Z_S$, $Z_R \neq 2\pi p c$; при вращающемся роторе: $Z_R \neq 2\pi p c \pm 2p$, $Z_R \neq Z_S \pm 2p$, $Z_R \neq 0,5Z_S \pm p$, $Z_R \neq Z_S \pm p$, где c — любое целое положительное число.

Для снижения асинхронных моментов берут $Z_R \leq 1,25(Z_S + p)$. Для обеспечения пониженного уровня звука выбирают $|Z_R - Z_S| \neq 0, 1, 2$; $|Z_S - Z_R| \neq 2p$; $2p \pm 1$; $2p \pm 2$; $|Z_S - Z_R| \neq p$, $p + 1$; $|Z_S - Z_R| \neq 3p$.

Во избежание появления радиальных сил $Z_R \neq 2\pi p c \pm 1$; $Z_R \neq 2\pi p c \pm p \pm 1$; $Z_R \neq 2\pi p c \pm 2p \pm 1$.

Следует учитывать, что спектр высших гармонических при эллиптическом магнитном поле вдвое, а число составляющих добавочных моментов вчетверо больше, чем при круговом поле.

В первую очередь выбор Z_S/Z_R должен быть направлен на минимизацию синхронных моментов. Рекомендуемые числа пазов Z_S/Z_R для двухфазных двигателей с «беличьей клеткой» приведены в табл. 7.2.

Эффективной мерой снижения добавочных моментов является скос пазов, выполняемый обычно на роторе. При значительном скосе пазов уменьшается эффективное сечение стержня ротора, увеличивается сопротивление рассеяния.

Размеры паза и спинки статора. Стремление к максимальному пазовому пространству в ИД приводит к уменьшению высоты спинки h_a и ширины зубца b_z . Поскольку индукции, как правило, в машинах такого типа не достигают значительной величины, то эти размеры выбираются из технологических и экономических соображений, а именно из условий прочности зубца, простоты и дешевизны штампа. В зависимости от наружного диаметра статорного пакета D_n можно рекомендовать высоту спинки h_{as} и ширину зубца b_{zs} статора, приведенные в табл. 7.3.

Высота спинки наружного статора может быть ориентировочно рассчитана по приближенной эмпирической формуле

$$h_a \approx 0,2b_{zs}Z_S/p. \quad (7.4)$$

В двухполюсных машинах путь для магнитного потока в спинке относительно велик. Во избежание больших значений индукции указанные в табл. 7.3 h_{as} необходимо увеличивать в 2 ... 2,5 раза.

Т а б л и ц а 7.2. Рекомендуются числа пазов Z_S/Z_R для двухфазных двигателей с «белочий клеткой»

$2p$	Статор		Ротор
	q	Z_S	Z_R
2	2	8	(11), (13), 14, 18
	3	12	(9), (15), (17)
	4	16	(11), (13), (19), 22
4	1	8	(11), (13), (15), 18, (19), 22
	2	16	(13), (21), 22, (23)
	3	24	(18), (19), (21), (27), (29), 30, (31)
	4	32	(26), (27), (29), (35), (37), 38, (39), 40, 42
6	2/3	8	(10), (13), (15), 20, 21
	1	12	(10), 14, 16, (17), (19), 20, 21, 22
	4/3	16	(14), (20), 21, (23) 27 28 33
	5/3	20	15, 22, (25), 27, 28, (29), 32
	2	24	16, 20, (22, 26), 28, (29, 30), 32, 33
	7/3	28	(23), 26, (30), 32, 33, (35, 37), 39
	8/3	32	27, 28, (30, 34), (37), 39, 40, 41, 42, (43)
8	1	16	13, (14), 19, 21, 22, (23, 25)
	2	32	26, (27), 29, (30), 35, (37), 38, (39)
10	4/5	16	12, (14), 18, (19), 23, 24, 25
	1	20	16, 17, 18, (22), 23, 24, (26), 27, 28
	6/5	24	(22), (26), 27, 28, 30, 32, 33, 35
	7/5	28	20, 23, 24, 25, 30, 32, 35, 36, 37, (39)
	8/5	32	25, 27, 28, 30, 35, 36, 38, (39), 43, 44, 45

Примечание. При $2p=2$ и $q=1$ необходимо делать скос пазов и опытным путем проверять выбранное число пазов. Круглые скобки означают возможность появления вибрационных сил при этих числах пазов ротора.

Т а б л и ц а 7.3. Высота спинки и ширина зубца статора

$D_H (D_{вн})$	b_{ZS} , мм, не менее	h_{aS} , мм
15 ... 25	0,8	1 ... 1,5
25 ... 40	1	1,5 ... 2
40 ... 60	1,3	2,0 ... 2,5
60 ... 90	1,5	2,5 ... 3,0
90 ... 120	1,8	3,0 ... 3,5
120 ... 150	2,3	3,5 ... 4,5
150 ... 180	3,0	4,5 ... 6,0

Примечание. $D_{вн}$ — наружный диаметр внутреннего статора ИД обращенной конструкции.

Высота паза внутреннего статора определяется с учетом допустимой высоты спинки, ограничиваемой диаметром втулки $d_{вт}$.

Размеры пазовой прорези (щели) могут быть выбраны следующими: высота прорези $h_{щ}=0,4 \div 1$ мм, ширина $b_{щ}=0,8 \div 2$ мм (в зависимости от диаметра провода).

Для ИДК при определении размеров спинки, зубца и паза статора пользуются рядом эмпирических формул:

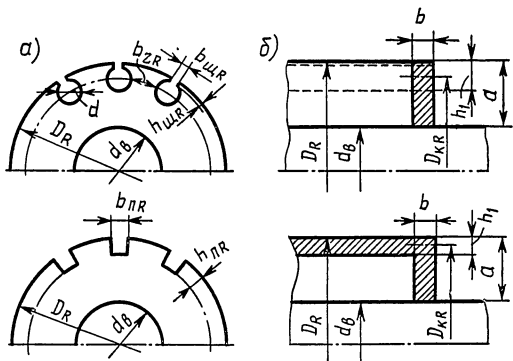


Рис. 7.2. Листы ротора с пазами (а) и продольный разрез роторов с короткозамкнутыми кольцами (б)

$$h_{ас} = 1 + 0,025 D_{н}, \quad (7.5)$$

$$b_{zs} = 0,5 + 0,0125 D_{н}, \quad (7.6)$$

$$b_{щs} = 0,14 t_{zs} + 0,4, \quad (7.7)$$

$$d_{ys} \leq 0,2 t_{zs} - 0,4, \quad (7.8)$$

$$t_{щs} = (0,075 \div 0,13) t_{zs}, \quad (7.9)$$

где $t_{zs} = \pi D / Z_s$ — зубцовое деление статора, мм; d_{ys} — диаметр провода.

При выбранных ширине зубца и высоте спинки статора размеры паза на-

ружного и внутреннего статоров определяются по формулам, указанным в табл. 7.4 в соответствии с рис. 7.1. В обозначениях размеров листа статора индекс S опускаем.

Размеры спинки, пазов и короткозамкнутых колец ротора. Листы ротора делаются с прямоугольными и круглыми пазами (рис. 7.2). Пазы выполняются со скосом, поэтому сечение стержней несколько отличается от площади паза.

Наружный диаметр ротора, мм, определяется как

$$D_R = D - 2\delta; \quad (7.10)$$

зубцовое деление ротора, мм,

$$t_{ZR} = \pi D_R / Z_R; \quad (7.11)$$

скос пазов

$$\beta_{ск} = b_{ск} / t_{ZR} = (0,8 \div 2) t_{zs} / t_{ZR}, \quad (7.12)$$

где $b_{ск}$ — скос пазов по дуге окружности ротора (рис. 11.2).

Коэффициент скоса

$$k_{ск} = \frac{\sin(\alpha_{ск}/2)}{\alpha_{ск}/2} = \frac{\sin(\pi p / Z_R) \beta_{ск}}{(\pi p / Z_R) \beta_{ск}}. \quad (7.13)$$

«Беличья клетка» выполняется либо заливкой из алюминия и его сплавов, либо стержни делаются из меди, а короткозамыкаю-

Т а б л и ц а 7.4. Определение размеров пазов наружного и внутреннего статоров

Наименование размера	Пазы наружного статора		Пазы внутреннего статора		
	овальный (рис. 7.1, а)	полуовальный (рис. 7.1, б)	полуовальный (рис. 7.1, в)	овальный (рис. 7.1, е)	круг- лый (рис. 7.1, д)
Диаметр меньшей окруж- ности d_1 или ширина b_1	$\frac{\pi(D + 2h_{\text{ш}}) - b_Z Z_S}{Z_S - \pi}$		$\frac{\pi[D + 2(h_2 + h_{\text{ш}})]}{Z_S} - b_Z$	$\frac{\pi(d_{\text{вр}} + 2h_a) - b_Z Z_S}{Z_S - \pi}$	$\frac{\pi(D - b_Z Z_S)}{Z_S}$
Диаметр ок- ружности d_2 или ширина b_2	$\frac{\pi(D_{\text{н}} - 2h_a) - b_Z Z_S}{Z_S + \pi}$	$\frac{\pi(D_{\text{н}} - 2h_a)}{Z_S} - b_Z$	$\frac{\pi(D_{\text{н}} - 2h_a)}{Z_S} - b_Z$	$\frac{\pi[D - 2(\delta + h_{\text{ш}})]}{Z_S + \pi} - \frac{b_Z Z_S}{Z_S + \pi}$	$\frac{\pi(D_{\text{н}} - 2h_a) - b_Z Z_S}{Z_S + \pi}$
Высота паза $h_{\text{н}}$	$\frac{D_{\text{н}} - D - 2h_a}{2}$		$\frac{D_{\text{н}} - D - 2h_a}{2}$	$\frac{D - d_{\text{вр}} + 2(\delta + h_a)}{2}$	$\frac{D_{\text{н}} - D - 2h_a}{2}$
Высота пря- мой части па- за h_{12}	$h_{\text{н}} - \frac{1}{2}(d_1 + d_2 + 2h_{\text{ш}})$	$h_{\text{н}} - \frac{1}{2} \times (d_1 + 2h_{\text{ш}})$	$h_{\text{н}} - (h_2 + h_{\text{ш}})$	$h_a - \frac{1}{2}(d_1 + d_2 + 2h_{\text{ш}})$	$h_{\text{н}} - \frac{1}{2}d_2$
Площадь па- за $S_{\text{н}}$	$\frac{\pi}{8}(d_1^2 + d_2^2) + \frac{1}{2}h_{12}(d_1 + d_2)$	$\frac{\pi d_1^2}{8} + \frac{1}{2}h_{12} \times (d_1 + b_2)$	$\frac{1}{2}[h_{12}(b_1 + b_2) + h_2(\pi h_2 + 2b_{\text{ш}})]$	$\frac{\pi}{8}(d_1^2 + d_2^2) + \frac{1}{2}h_{12}(d_1 + d_2)$	$\frac{1}{2}(b_{\text{ш}} + b_2)h_{\text{н}}$

Примечания: 1. Для полуовального паза (рис. 7.1, в) размер h_{12} берется по эскизу паза. 2. $d_{\text{вр}}$ — диаметр втулки.

шие кольца из латуни (или меди). Если «беличья клетка» изготавливается заливкой, то площадь стержня равна площади паза.

Для круглых стержней $S'_c = 25k_{нР}\pi D_R^2/Z_R$, мм², где $k_{нР}$ — коэффициент использования листа ротора (относительная площадь, которую занимают пазы по отношению к площади окружности).

Для стержней из меди выбираем ближайшее сечение S_c и диаметр d_c стержня по стандарту. Диаметр круглого паза, мм, определяется как

$$d = d_c + (0,1 \div 0,2). \quad (7.14)$$

Высота и ширина пазовой щели соответственно будут: $h_{щР} = 0,3 \div 0,5$ мм, $b_{щР} = 0,4 \div 0,6$ мм.

Для прямоугольного паза ширина и высота паза выбираются из условия максимальной площади:

$$b_c = \sqrt{2\pi S'_c/Z_R}, \quad h_c = b_c Z_R/(2\pi), \quad S'_c = S_{п}. \quad (7.15)$$

Размеры паза ротора для медных стержней, мм,

$$h_{пР} = h_c + (0,005 \div 0,1). \quad (7.16)$$

С учетом скоса пазов (см. рис. 11.2)

$$b_{пР} = (b_c/\cos \gamma + \Delta_{ст} \operatorname{tg} \gamma) + (0,05 \div 0,1), \quad (7.17)$$

где $\gamma = \operatorname{arctg}(b_{ск}/l_R)$; $\Delta_{ст}$ — толщина листа стали пакета ротора.

При отсутствии скоса

$$b_{пР} = b_c + (0,05 \div 0,1). \quad (7.18)$$

При заливке алюминием размеры паза:

$$h_{пР} = h_c; \quad b_{пР} = b_c/\cos \gamma, \quad (7.19)$$

ширина зубца ротора, мм,

$$b_{ZR} = \frac{\pi D_R}{Z_R} - b_{пР} \geq 0,2 + 0,5 D_R. \quad (7.20)$$

Размеры короткозамыкающего кольца, мм:

$$b \approx (1 \div 1,5) h_c, \quad (7.21)$$

$$a \approx (D_R - d_{в})/2. \quad (7.22)$$

Для круглого паза $h_c = d_c$.

Для двигателей больших мощностей пакет ротора насаживается на специальную втулку и вместо диаметра вала $d_{в}$ подставляем наружный диаметр втулки $d_{вт}$.

Коэффициент увеличения активного сопротивления ротора из-за короткозамыкающих колец

$$k_R = 1 + \frac{DD_{кз}k_l}{8k_{лs}p^2ab} k_{нР}. \quad (7.23)$$

Диаметр вала ротора, мм,

$$d_R \cong (0,3 \div 0,5) D_R. \quad (7.24)$$

Ширина зубца ротора получается минимальная, если паз круглый. Диаметр окружности, на которой находятся центры стержней, примерно равен расчетному диаметру короткозамыкающих колец:

$$D_{K3} \cong D_R - 2h_1; \quad h_1 = h_{\text{ш}R} + h_2; \quad h_2 = \sqrt{(d/2)^2 - (b_{\text{ш}R}/2)^2}. \quad (7.25)$$

Для прямоугольного паза $D_{K3} = D_R - h_{\text{п}R}$. Зубцовое деление ротора по окружности центров стержней

$$t_{ZRc} = \pi D_{K3} / Z_R. \quad (7.26)$$

Минимальная толщина зубца

$$b_{ZR} = t_{ZRc} - d \geq 1 \text{ мм}. \quad (7.27)$$

При прямоугольном пазе зубцовое деление на глубине паза

$$t_{ZRn} = \pi (D_R - 2h_R) / Z_R; \quad (7.28)$$

минимальная толщина зубца

$$b_{ZR} = t_{ZRn} - b_{\text{п}R} \geq 1 \text{ мм}. \quad (7.29)$$

При выборе толщины зубца проверяется значение индукции в нем, которая должна быть меньше допустимого из условия насыщения. Толщина спинки ротора

$$h_{aR} = (D_R - d_R) / 2 \text{ или } h_{aR} = (D_R - d_{\text{в}R}) / 2. \quad (7.30)$$

§ 7.2 Обмотки

При проектировании обмотки статора ИД необходимо выбрать ее тип и вычертить схему, рассчитать числа витков и сечения проводников фаз, проверить коэффициент заполнения паза.

Выбор типа обмотки. Для статоров ИД применяются двухфазные и однофазные распределенные выпинные обмотки с мягкими секциями из провода круглого сечения.

Основные требования к обмоткам в этих машинах связаны с рабочими и пусковыми свойствами; технологией намотки; уничтожением или по крайней мере ослаблением высших пространственных гармоник в кривых МДС и ЭДС; габаритами выполняемых машин.

Применяется раздельная обмотка, причем в каждой из фаз В и У в общем случае разное число витков. Обмотка может быть однослойной или двухслойной, чаще всего с диаметральной шагом $y = \tau$, где y — шаг обмотки. В малогабаритных машинах (самой малой мощности) применение двухслойной обмотки иногда нецелесообразно, так как междуслойная изоляция занимает значительную часть сечения паза, а укорочение шага уменьшает обмоточный коэф-

фициент и требует увеличения числа проводников в пазу при том же числе эффективных проводов. Это заставляет в ряде случаев отказываться от укорочения шага.

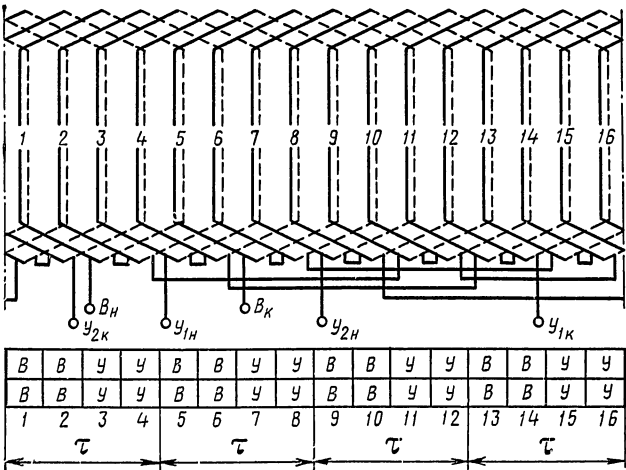


Рис. 7.3. Двухфазная двухслойная обмотка с диаметральным шагом при $Z_s=16, 2p=4, q=2, y=\tau=4$

Однослойным двухфазным и однофазным обмоткам свойственны резко выраженные высшие гармоники в кривых МДС, особенно при $q=1$.

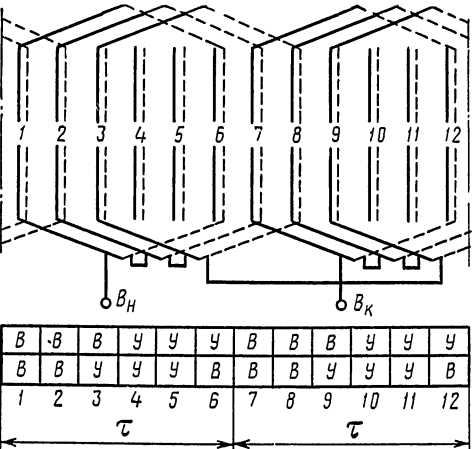


Рис. 7.4. Двухфазная двухслойная обмотка с укороченным шагом при $Z_s=12, 2p=2, q=3, y=5$

Когда обмотки статора у ИДП располагаются на двух статорах (внешнем и внутреннем), то третья гармоника в кривой МДС может быть уничтожена, если расположить однофазную однослойную обмотку в $2/3$ от общего числа пазов статора. При этом следует иметь в виду, что с увеличением числа пазов, занятых обмоткой, ее обмоточный коэффициент уменьшается.

В двухслойных обмотках уменьшение высших гармоник в кривой МДС осуществляется укорочением шага обмотки.

Схема обмоток. Обмотки ИД выполняются обычно двухфазными симметричными и занимают равные числа пазов на статоре: $Z_{св} = Z_{сy} = Z_s/2$. Иногда обмотки ИД с полным ротором выполняются на двух статорах: наружном и внутреннем. В этом случае они выполняются однофазными и занимают половину или большую часть пазов каждого из статоров. Принципы образования двухфазных и однофазных обмоток рассмотрены в [6].

Приведем примеры наиболее распространенных обмоток, применяемых в ИД. На рис. 7.3—7.7 показано распределение провод-

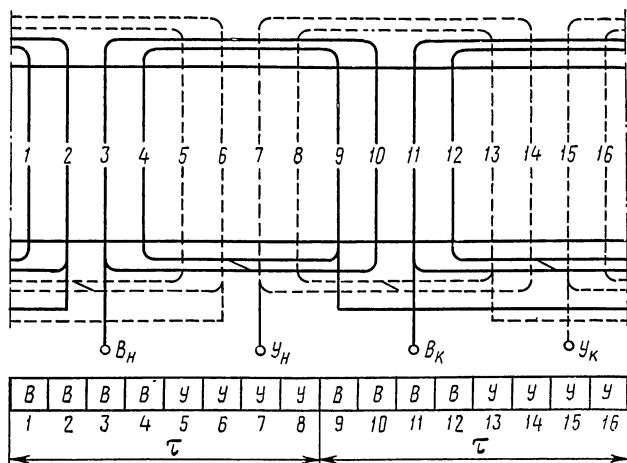


Рис. 7.5. Двухфазная однослойная обмотка с диаметральной шагом при $Z_s=16$, $2p=2$, $q=4$

ников фаз возбуждения В и управления У по пазам, а в двухслойных обмотках — и по слоям. На рис. 7.3 и 7.4 показаны двухслойные обмотки с равносекционными катушками.

При укорочении шага обмотки (рис. 7.4) проводники нижнего слоя смещаются относительно проводников верхнего слоя на число пазов, равное укорочению шага ($\tau - y$). На рис. 7.4 обмотка управления в схеме не показана. Она выполняется так же, как обмотка возбуждения.

У ИД с разными напряжениями возбуждения и управления в обмотке с меньшим напряжением, а следовательно, большим током выполняют 2...3 параллельные ветви (или намотку делают параллельными проводниками).

Однослойные обмотки различают по форме катушек и расположению лобовых соединений.

По конструкции катушки подразделяются на три вида: равносекционные или корзиночные (рис. 7.7); цепные; концентрические разной величины, обычно двухплоскостные (см. рис. 7.5).

Иногда при разделении обмотки управления на две равные части в некоторых пазах оказываются две катушечные стороны, а в других одна (см. рис. 7.6). В этом случае при определении обмоточного коэффициента следует пользоваться звездой пазовых ЭДС [6].

На рис. 7.7 показана двухслойная обмотка с числом пазов на полюс и фазу $q=1$, широко применяемая в самых малых ИД. Такие обмотки могут быть выполнены машинным способом, кроме

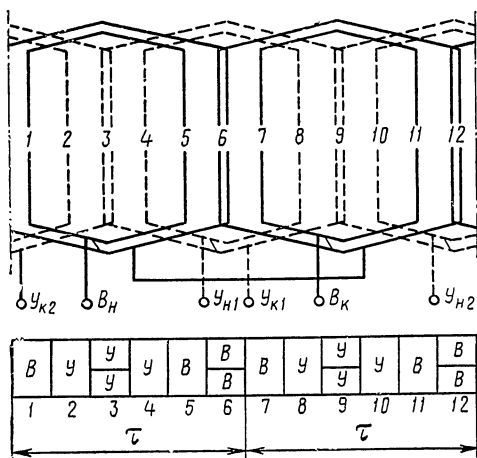


Рис. 7.6. Двухфазная обмотка с разделением обмотки управления на две части при $Z_s=12$, $2p=2$, $q=3$

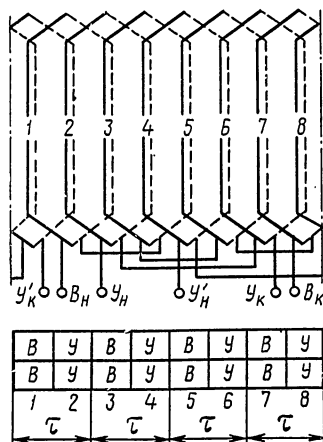


Рис. 7.7. Двухслойная обмотка с разделением обмотки управления на две части при $Z_s=8$, $2p=4$, $q=1$, $y=2$

того, в них можно уменьшить вылеты лобовых частей, что весьма важно в плоских машинах с $D/l_s \gg 1$.

Расчет обмоток статора. Расчет обмоток статора состоит в определении обмоточного коэффициента, числа витков фазы, сечения меди и коэффициента заполнения паза.

В табл. 7.5 приведены расчетные формулы обмоточного коэффициента для первой гармоники двухфазных и однофазных обмоток.

Число витков обмотки (фазы) управления может быть определено, если известно приведенное к данной обмотке активное сопротивление ротора, для ИДП (размеры в мм, ρ_R в $\text{кОм} \cdot \text{м}$).

$$\omega_{sy} = \sqrt{\frac{r_R \pi D \Delta \cdot 10^3}{4m k_0^2 \rho_R l_s k_r}}; \quad (7.31)$$

для ИДК

$$\omega_{sy} = 9,9 \frac{D k_{oR}}{k_0} \sqrt{\frac{r_{Ry} k_{nR}}{\rho_R l_R k_R}}. \quad (7.32)$$

Т а б л и ц а 7.5. Обмоточные коэффициенты

Тип обмотки	Формула
Двухфазная обмотка с укороченным шагом	$k_0 = \frac{0,707}{c \sin (45^\circ / c)} \sin \left(\beta \frac{\pi}{2} \right),$ для двухслойной обмотки $q=c/d$; для однослойной обмотки $q/2=c/d$, где c/d — несократимая дробь (c и d — целые числа)
Двухфазные двухслойная и однослойная обмотки с диаметральной шагом	$k_0 = 0,707 / [q \sin (45^\circ / q)]$
Однофазная двухслойная обмотка с диаметральной шагом	$k_0 = \frac{\sin (\pi p Q' / Z_S)}{Q' \sin (\pi p / Z_S)},$ где Q' — число секций на полюс, равное числу пазов данной фазы на полюс
Однофазная однослойная обмотка с укороченным шагом (равносекционная)	$k_0 = \frac{\sin (2 \pi p Q' / Z_S)}{Q' \sin (2 \pi p / Z_S)} \sin \left(\beta \frac{\pi}{2} \right),$ где Q' — число секций на $Z_S/(4p)$ — целое число
Однофазная однослойная обмотка с диаметральной шагом	$k_0 = \frac{\sin (\pi p Q / Z_S)}{Q \sin (\pi p / Z_S)},$ где Q — число пазов на полюс, занятых фазой

Примечание. Формулы обмоточных коэффициентов для однофазных обмоток применимы при условиях, что $Z_S/(2p)$ или $[Z_S/(4p)]$ и Q или Q' — целые числа.

Число витков обмотки (фазы) возбуждения

$$w_{S_B} = k (k_{0Y} / k_{0B}) w_{S_Y},$$

где k — коэффициент трансформации; k_{0B} , k_{0Y} — соответственно обмоточные коэффициенты обмоток возбуждения и управления.

Число проводников в пазу для симметричных двухфазных обмоток, занимающих $Z_S/2$ пазов статора,

$$u_n = \frac{N m a}{Z_S} = \frac{2 m w_S a}{Z_S} = \frac{w_S a}{p q}, \quad (7.33)$$

где N — общее число последовательных проводников в обмотке; w_s — общее число последовательных витков в обмотке; m — число фаз (обмоток); a — число параллельных ветвей; Z_s — общее число пазов на статоре; q — число пазов на полюс и фазу.

Если на статоре расположена только одна обмотка или две обмотки занимают неравные числа пазов ($Z_{sa} \neq Z_{sy}$), то число проводников в пазу для каждой из обмоток

$$u_n = \frac{Na}{n_Z Z_s} = \frac{Na}{2pQ} = \frac{w_s a}{pQ}, \quad (7.34)$$

где $Q = n_Z Z_s / (2p)$ — число пазов на полюс, занятое одной обмоткой; n_Z — часть общего числа пазов на статоре, занятая одной обмоткой ($n_Z = 3/4, 2/3, 1/3$ и т. д.).

Сечение проводника обмотки статора может быть определено по площади меди в пазу, мм²: $u_n S_s = S_{\pi k_{a,r}}$, где S_{π} — площадь паза в штампе; $k_{a,r}$ — коэффициент заполнения паза медью. Сечение проводника обмотки, мм²,

$$S_s = (u_n S_s) / u_n. \quad (7.35)$$

Плотность тока в обмотке статора, А/мм²,

$$j_s = I / S_s. \quad (7.36)$$

Сечение проводника обмотки S_s и его диаметры с изоляцией d_n и без изоляции d округляют до стандартных значений (см. табл. П.1.1 и П.1.4).

Коэффициент заполнения паза проводом с изоляцией

$$k_{a,n} = \frac{\pi d_n^2 u_n}{4 S_{\pi s}} \leq 0,4, \quad (7.37)$$

где d_n — диаметр провода с изоляцией, мм; u_n — число проводников в пазу; $S_{\pi s}$ — площадь паза в штампе, мм².

Для серийных машин $k_{a,n} \leq 0,3$. Коэффициент заполнения паза медью рассчитывается по формуле

$$k_{a,r} = u_n S_s / S_{\pi s}, \quad (7.38)$$

где S_s — сечение провода без изоляции, мм².

Для провода ПЭВ-2 $k_{a,r} = 0,22 \div 0,33$ при изменении диаметра го-лого провода от 0,1 до 1 мм.

§ 7.3 Расчет магнитной цепи и потерь в стали

Расчет магнитной цепи проводится для проверки магнитных индукций на всех ее участках, определения коэффициента насыщения и намагничивающего тока. По найденным значениям индукций определяют потери в стали. В общем случае, когда магнитное поле в машине эллиптическое, можно ограничиться расчетом магнитной цепи прямой последовательности.

Расчет магнитной цепи. При расчете магнитной цепи рис. 7. 8. должны быть известны размеры наружного и внутреннего статоров (ИДП), ротора (ИДК), выбраны марки стали, толщина листа и его изоляция (см. табл. 7.6), определены сечения и длины магнитных путей.

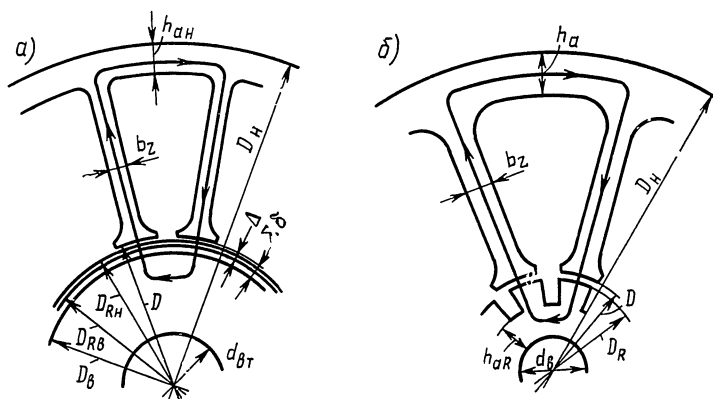


Рис. 7.8. Эскиз магнитной цепи ИДП (а) и ИДК (б)

Наружный диаметр внутреннего статора для ИДП (рис. 7.8, а), мм,

$$D_B = D - 2\delta, \quad (7.39)$$

где δ — воздушный зазор.

Высота внутреннего статора, мм,

$$h_{a,B} = \frac{D_B - d_{BT}}{2}. \quad (7.40)$$

Длина стали, мм,

$$l = k_c l_s, \quad (7.41)$$

где k_c — коэффициент заполнения пакета сталью, приведенный в табл. 7.6 (ГОСТ 21427—75).

Т а б л и ц а 7.6. Коэффициент заполнения пакета сталью k_c

Толщина листа, мм	Группа стали			
	А		В	
	без покрытия	с покрытием	без покрытия	с покрытием
0,5	0,98	0,97	0,97	0,96
0,35	0,97	0,96	0,96	0,95
0,2	—	—	0,92	0,9

Примечание. Без покрытия — окалина-оксидировка; с покрытием — лакировка.

Т а б л и ц а 7.7. Расчет магнитной цепи машины

Наименование величины	Для поля прямой последовательности	Для поля обратной последовательности
ЭДС обмотки статора, В	$E_{y1} = I_{y1} \sqrt{r_{Ry1}^{\prime 2} + x_{Ry1}^{\prime 2}} = I_{y1} r_R \sqrt{\rho_{R1}^{\prime 2} + \xi_{R1}^{\prime 2}}$	$E_{y2} = I_{y2} \sqrt{r_{Ry2}^{\prime 2} + x_{Ry2}^{\prime 2}} = I_{y2} r_R \sqrt{\rho_{R2}^{\prime 2} + \xi_{R2}^{\prime 2}}$
Активные сопротивления разветвления, о. е.	$\rho_{R1}' = \frac{\xi_m^2 (1 - \nu)}{1 + (\xi_m + \xi_R)^2 (1 - \nu)^2}$	$\rho_{R2}' = \frac{\xi_m^2 (1 + \nu)}{1 + (\xi_m + \xi_R)^2 (1 + \nu)^2}$
Индуктивные сопротивления разветвления, о. е.	$\xi_{R1}' = \xi_m - \frac{(1 - \nu)^2 \xi_m^2 (\xi_m + \xi_R)}{1 + (1 - \nu)^2 (\xi_m + \xi_R)^2}$	$\xi_{R2}' = \xi_m - \frac{(1 + \nu)^2 \xi_m^2 (\xi_m + \xi_R)}{1 + (1 + \nu)^2 (\xi_m + \xi_R)^2}$
Магнитный поток, Вб	$\Phi_1 = \frac{E_{y1}}{4,44 f k_0 \omega_{Sy}}$	$\Phi_2 = \Phi_1 \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$
Магнитные индукции, Тл:	$B_{\delta 1} = \frac{\Phi_1 \pi \cdot 10^6}{2 \tau l_s}$	
в воздушном зазоре		
в спинке наружного статора	$B_{an1} = \frac{\Phi_1 \cdot 10^6}{2 S_{an}}, \quad \text{где } S_{an} = h_{an} l$	
	$B_{an2} = B_{an1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$	

в спинке внутреннего статора (ИДП)	$B_{an1} = \frac{\Phi_1 \cdot 10^6}{2S_{av}}, \text{ где } S_{av} = h_{av} l$	$B_{av2} = B_{av1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$
в зубцах наружного статора	$B_{zn1} = \frac{\Phi_1 \pi \cdot 10^6}{2S_{zn}}, \text{ где } S_{zn} = \frac{b_{zn} Z l}{2p}$	$B_{zn2} = B_{zn1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$
в зубцах внутреннего статора (ИДП)	$B_{zv1} = \frac{\Phi_1 \pi \cdot 10^6}{2S_{zv}}, \text{ где } S_{zv} = \frac{b_{zv} Z_{sv} l}{2p}$	$B_{zv2} = B_{zn1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$
в спинке ротора (ИДК)	$B_{ar1} = \frac{\Phi_1 \cdot 10^6}{2S_{ar}}, \text{ где } S_{ar} = h_{ar} l$	$B_{ar2} = B_{ar1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$
в зубцах ротора (ИДК)	$B_{zr1} = \frac{\Phi_1 \pi \cdot 10^6}{2S_{zr}}, \text{ где } S_{zr} = \frac{b_{zr} Z_{rl} l}{2p}$	$B_{zr2} = B_{zr1} \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$

Примечание. Для ИДП $\xi_n = 0$ и формулы для сопротивлений разветвления упрощаются:

$$\xi'_{R1} = \frac{\xi_m}{1 + \xi_m^2 (1 - \nu)^2}; \quad \xi'_{R2} = \frac{\xi_m}{1 + \xi_m^2 (1 + \nu)^2}.$$

Т а б л и ц а 7.8. Расчет намагничивающего тока

Наименование величины	Для поля прямой последовательности
Напряженности магнитного поля, А/см: в спинке наружного и внутреннего статоров в зубцах наружного и внутреннего статоров в спинке и зубцах ротора	По кривым $B=f(H)$ (табл. П 1.2) $H_{an1} \rightarrow B_{an1}, H_{av1} \rightarrow B_{av1}$ $H_{zn1} \rightarrow B_{zn1}, H_{zb1} \rightarrow B_{zb1}$ $H_{ar1} \rightarrow B_{ar1}, H_{zr1} \rightarrow B_{zr1}$
МДС, А: воздушного зазора спинки наружного статора спинки внутреннего статора (ИДП) зубцов наружного статора зубцов внутреннего статора (ИДП) в спинке ротора (ИДК) в зубцах ротора (ИДК)	$F_{\delta 1} = 0,16 \cdot 10^4 k_{\delta} \delta B_{\delta 1}$ $F_{an1} = 0,1 H_{an1} L_{an}$, где $L_{an} = \pi (D_n - h_{an}) / (2p)$ $F_{av1} = 0,1 H_{av1} L_{av}$, где $L_{av} = \pi (D_s - h_{av}) / (2p)$ $F_{zn1} = 0,1 H_{zn1} L_{zn}$, где $L_{zn} = 2h_{zn}$ $F_{zb1} = 0,1 H_{zb1} L_{zb}$, где $L_{zb} = 2h_{zb}$ $F_{ar1} = 0,1 H_{ar1} L_{ar}$, где $L_{ar} = \pi (D_R - 2h_{zR} - h_{ar}) / (2p)$ $F_{zr1} = 0,1 H_{zr1} 2h_{zR}$
Полная МДС, А, для ИДП	$F_1 = F_{\delta 1} + F_{an1} + F_{av1} + F_{zn1} + F_{zb1}$
Полная МДС, А, для ИДК	$F_1 = F_{\delta 1} + F_{an1} + F_{zn1} + F_{ar1} + F_{zr1}$
Намагничивающий ток, А	$I_{\mu} = \frac{p F_1}{1,8 k_o S \omega_S}$
Коэффициент насыщения	$k_{\mu} = \frac{F_1}{F_{\delta 1}}$

Примечание. Все размеры даны в мм.

Порядок расчета магнитной цепи для полей прямой и обратной последовательностей показан в табл. 7.7. Расчет намагничивающего тока приведен в табл. 7.8.

Индукция в относительно большом воздушном зазоре асинхронной машины с полым немагнитным ротором выбирается малой для ограничения намагничивающего тока. Для придания машине требуемых свойств ее магнитная цепь выполняется ненасыщенной. Однако следует иметь в виду, что значительное снижение индукции приводит к увеличению размеров машины.

Коэффициент насыщения $k_{\mu 1}$, полученный в расчете магнитной цепи (табл. 7.8), сравнивается с его значением, принятым при определении x_m , и в случае необходимости уточняется.

Расчет потерь в стали. Эллиптическое вращающееся магнитное поле может быть представлено в виде двух вращающихся в противоположных направлениях круговых магнитных полей с индукциями B_1 прямой и B_2 обратной последовательностей. Амплитуда основной гармоники магнитного поля

$$B = \sqrt{B_1^2 + B_2^2 + 2B_1B_2 \cos 2\Omega t}, \quad (7.42)$$

где $\Omega = 2\pi n_c/60 = 2\pi f/p = \omega/p$ — пространственная угловая скорость обоих полей (прямого и обратного).

Среднее значение квадрата индукции результирующего поля за один полный оборот:

$$(B^2)_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [B_1^2 + B_2^2 + 2B_1B_2 \cos 2\Omega t] d(\Omega t) = B_1^2 + B_2^2.$$

Если вращение полей происходит внутри неподвижного ферромагнитного цилиндра (рис. 7.9), то потери на перемагничивание в элементарном секторе цилиндра, ограниченном центральным углом $d\gamma$ (элементарные потери в стали), равны

$$dP_c = A (B^2)_{cp} = AB_1^2 + AB_2^2, \quad (7.43)$$

где A — постоянная, зависящая от частоты сети, толщины и материала листов, из которых набран цилиндр;

$$P_c = \int_0^{2\pi} (AB_1^2 + AB_2^2) d\gamma = 2\pi AB_1^2 + 2\pi AB_2^2 = P_{c1} + P_{c2}. \quad (7.44)$$

Таким образом, потери в стали, возникающие в результате перемагничивания в эллиптическом вращающемся поле, равны сумме

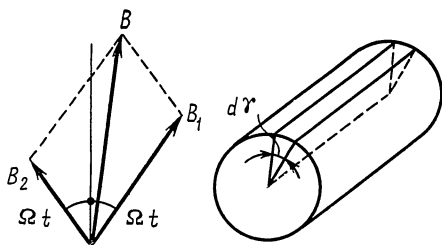


Рис. 7.9. К расчету потерь в стали при эллиптическом поле

потерь, возникающих отдельно от полей прямой и обратной последовательностей.

Потери в стали от полей прямой и обратной последовательностей пропорциональны квадратам соответствующих индукций или ЭДС:

$$P_{cS1}/P_{cS2}=E_{y1}^2/E_{y2}^2. \quad (7.45)$$

Полные потери в стали в машине с ферромагнитным ротором

$$P_c=P_{cS1}+P_{cS2}+P_{cR1}+P_{cR2}, \quad (7.46)$$

где P_{cS1} , P_{cS2} — потери в стали статора прямой и обратной последовательностей; P_{cR1} , P_{cR2} — потери в стали ротора прямой и обратной последовательностей.

У машин с полым немагнитным ротором P_{cS1} и P_{cS2} включают потери наружного и внутреннего статоров.

Для определения потерь в стали ИДП находим массу отдельных частей его магнитной системы статора: спинки наружного статора, кг,

$$G_{aH}=7,8S_{aH}L_{aH}2p\cdot 10^{-6}; \quad (7.47)$$

спинки внутреннего статора, кг,

$$G_{aB}=7,8S_{aB}L_{aB}2p\cdot 10^{-6}; \quad (7.48)$$

зубцов статора, кг,

$$G_Z=7,8S_ZL_Zp\cdot 10^{-6}. \quad (7.49)$$

Для ИДК определяются G_{aH} , G_Z и, кроме того, массы: спинки ротора, кг,

$$G_{aR}=7,8S_{aR}L_{aR}2p\cdot 10^{-6}; \quad (7.50)$$

зубцов ротора, кг,

$$G_{ZR}=7,8S_{ZR}L_{ZR}p\cdot 10^{-6}; \quad (7.51)$$

здесь сечения — в мм², длины — в мм.

Потери в стали статора от поля прямой последовательности: в спинке наружного статора, Вт,

$$P_{aH1}=1,6p_{(B/f)}(B_{aH1}/B)^2G_{aH}; \quad (7.52)$$

в спинке внутреннего статора (для ИДП), Вт,

$$P_{aB1}=1,6p_{(B/f)}(B_{aB1}/B)^2G_{aB}; \quad (7.53)$$

в зубцах, Вт,

$$P_{Z1}=1,8p_{(B/f)}(B_{Z1}/B)^2G_Z. \quad (7.54)$$

Потери в стали ротора (для ИДК) от поля прямой последовательности: в спинке, Вт,

$$P_{aR1}=1,6p_{(B/f)}(B_{aR1}/B)^2s^{1,3}G_{aR}; \quad (7.55)$$

в зубцах, Вт,

$$P_{ZR1} = 1,8 p_{(B/f)} (B_{ZR1}/B)^2 s^{1,3} G_{ZR}, \quad (7.56)$$

где $p_{(B/f)}$ — удельные потери для базовой индукции B и частоты f используемой марки стали, Вт/кг (табл. П1.3).

Потери в стали от поля обратной последовательности можно рассчитать по (7.52) — (7.56) подстановкой значений индукций обратного поля $B_{a\pi 2}$, $B_{a\pi 2}$, B_{z2} или умножением потерь в стали от прямого поля на коэффициент для статора: $\kappa_E^2 = (E_{y2}/E_{y1})^2$, для ротора: $\kappa_{ER}^2 = (E_{y2}/E_{y1})^2 [(2-s)/s]^{1,3}$.

Суммарные потери в стали, Вт, от поля прямой последовательности: в ИДП

$$P_{c1} = P_{a\pi 1} + P_{a\pi 1} + P_{z1}; \quad (7.57)$$

в ИДК

$$P_{c1} = P_{a\pi 1} + P_{z1} + P_{aR1} + P_{aZR1}; \quad (7.58)$$

от поля обратной последовательности: для ИДП

$$P_{c2} = P_{c1} \kappa_E^2; \quad (7.59)$$

для ИДК

$$P_{c2} = (P_{a\pi 1} + P_{z1}) \kappa_E^2 + (P_{aR1} + P_{ZR1}) \kappa_{ER}^2. \quad (7.60)$$

После расчета потерь в стали можно определить активное сопротивление, эквивалентное потерям в стали:

$$r_{m1} \approx P_{c1} / (2I_{\mu 1}^2), \quad (7.61)$$

где $I_{\mu 1}$ — намагничивающий ток.

Учет влияния потерь в стали на значение токов в статоре. Потери в стали, вызванные основными гармониками вращающихся полей, компенсируются непосредственно мощностью, потребляемой из сети, и, следовательно, вызывают некоторое увеличение тока.

Для учета влияния потерь в стали на ток статора необходимо ввести в намагничивающую ветвь схемы замещения активное сопротивление r_{my} , т. е. заменить jx_{my} на $r_{my} + jx_{my}$. Однако все уравнения при этом настолько усложняются, что становятся мало пригодными для ручных расчетов.

Можно принять, что потери в стали от поля прямой последовательности (в статоре и роторе) покрываются поровну фазами У и В и вызывают увеличение активных составляющих токов прямой последовательности на величины:

$$I'_{yc1} = P_{c1} / (2E_{y1}) \quad (7.62)$$

$$\text{и } I'_{B1c} = I'_{y1c} / k = P_{c1} / (2kE_{y1}), \quad (7.63)$$

а потери в стали от поля обратной последовательности вызывают

увеличение активных составляющих токов обратной последовательности на величины:

$$I'_{y2c} = P_{c2}/2E_{y2} \quad (7.64)$$

$$\text{и } I'_{в2c} = I'_{y2c}/k = P_{c2}/(2kE_{y2}). \quad (7.65)$$

Прибавляя найденные активные составляющие к токам в статорных обмотках, получаем значения токов с учетом потерь в стали: I_{sy1} , I_{sb1} , I_{sy2} , I_{sb2} , I_{sy} , I_{sb} . Неточность этих расчетов заключается в том, что ЭДС E_{y1} и E_{y2} , входящие в (7.62)—(7.65), определяются без учета потерь в стали, т. е.

$$\dot{E}_{y1} = \dot{U}_{y1} - \dot{I}_{y1}Z_{sy} \text{ и } \dot{E}_{y2} = \dot{U}_{y2} - \dot{I}_{y2}Z_{sy}. \quad (7.66)$$

Активная составляющая тока в обмотке управления статора с учетом потерь в стали:

прямой последовательности, А,

$$I_{a,y1} = I'_{a,y1} + I'_{y1c}; \quad (7.67)$$

обратной последовательности, А,

$$I_{a,y2} = I'_{a,y2} + I'_{y2c}. \quad (7.68)$$

Активная составляющая полного тока в статорной обмотке с учетом потерь в стали, А,

$$I_{a,y} = I_{a,y1} + I_{a,y2}. \quad (7.69)$$

Ток в статорной обмотке У, А,

$$I_{sy} = \sqrt{I_{a,y}^2 + I_{p,y}^2}, \quad (7.70)$$

где $I_{p,y}$ — реактивная составляющая тока управления. Аналогично определяется с учетом потерь в стали ток I_{sb} .

§ 7.4 Расчет потерь и коэффициента полезного действия

После учета потерь в стали добавочным током в статорных обмотках рассчитываются электрические потери: в обмотках статора, Вт,

$$P_{мс} = I_{sy}^2 r_{sy} + I_{sb}^2 r_{sb}, \quad (7.71)$$

где I_{sy} , I_{sb} — полные токи в обмотках статора с учетом потерь в стали:

в роторе, Вт,

$$P_{мR} = 2 [I_{y1}^2 r'_{Ry1} s + I_{y2}^2 r'_{Ry2} (2 - s)]; \quad (7.72)$$

в конденсаторе, Вт,

$$P_K \approx 0,05 I_{\Sigma B}^2 x_C, \quad (7.73)$$

так как практически можно принять $r_C \approx 0,05 x_C$. Подводимая к ИД мощность, Вт,

$$P_S = P'_R + P_{MS} + P_{MR} + P_K + P_{c1} + P_{c2} + P_{доб}, \quad (7.74)$$

где $P'_R = P_R + P_{мех}$ — полная механическая мощность; $P_{доб}$ — добавочные потери.

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_R / P_S. \quad (7.75)$$

§ 7.5 Определение массы машины

Масса ИДП складывается из масс его основных частей: $G_{ан}$, $G_{ав}$ — спинки наружного и внутреннего статоров; G_Z — зубцов статора; $G_{м.у}$, $G_{м.в}$ — обмотки управления и возбуждения; G_K , $G_{кр}$, G_B — корпуса, крышек и вала; G_d — алюминиевых деталей (включая полый ротор); G_n — подшипников и крепежного материала:

$$G = G_{ан} + G_{ав} + G_Z + G_{м.у} + G_{м.в} + G_K + G_{кр} + G_B + G_d + G_n. \quad (7.76)$$

В ИДК вместо $G_{ав}$ входит масса спинки G_{aR} и зубцов G_{RZ} ротора. Массы спинки и зубцов стальных сердечников определяются по (7.47) — (7.49) и (7.50), (7.51). Масса обмоток статора, кг,

$$G = 1,04 \cdot 8,9 \cdot S_S l_w w_S \cdot a \cdot 10^{-6}, \quad (7.77)$$

где S_S , w_S — соответственно сечение провода, мм², и число последовательных витков обмотки статора; a — число параллельных ветвей; $l_w = 2(l_S + l_n)$ — длина витка, мм (l_n см. § 4.2); коэффициент, учитывающий массу изоляции, равен 1,04. Масса корпуса, кг,

$$G_K = \pi (D_K - a_K) l_K \gamma_K \cdot 10^{-6}, \quad (7.78)$$

где $D_K = D_n + 2a_K$, l_K — наружный диаметр и длина машины, мм; a_K — толщина стенки корпуса, мм; γ_K — плотность материала корпуса, г/см³.

Наружная длина, мм, машины может быть найдена из равенства:

$$l_K = l_S + 2l_{вл} + 2a_{кр} + 2\delta_{кр} \cong l_S + k_t \tau, \quad (7.79)$$

где l_S — длина пакета статора, мм; $l_{вл}$ — вылет лобовых частей, мм; $a_{кр}$ — толщина крышки, мм; $\delta_{кр}$ — зазор между лобовой частью обмотки и крышкой, мм. Значения $a_{кр}$ и $\delta_{кр}$ выбираются из конструктивных соображений с учетом опыта проектирования.

При приближенном расчете длины l_K по (7.79) коэффициент k_t можно принимать при $2p=2$ равным 1; при $2p=6$ равным 2,1; при

$2p=4$ равным 1,65; при $2p=8$ равным 2,5. Длину вылета лобовых частей определяют по формуле

$$l_{вл} = \frac{nN' (\pi d_n / 4)}{k_{з.л} h}, \quad (7.80)$$

где n — число секционных сторон по высоте лобовой части; N' — число проводников в секции; d_n — диаметр провода с изоляцией, мм; h — высота, занимаемая обмоткой в пазу, мм; $k_{з.л}$ — коэффициент заполнения лобовой части, $k_{з.л} = 0,4 \div 0,5$. Он зависит от технологии обмотки статора, особенно сильно от опрессовки (если она предусмотрена).

При расположении обмоток на внутреннем статоре следует учитывать некоторое увеличение длины машины за счет воздушного зазора между дном полого ротора и лобовой частью обмотки, помещенной на внутреннем статоре. При расположении обмоток на обоих статорах вылет лобовой части, а следовательно, и длина машины уменьшаются.

Масса торцовых крышек, кг,

$$G_{кр} = 0,5 \pi D_{кр}^2 a_{кр} \gamma_{кр} \cdot 10^{-6}, \quad (7.81)$$

где $\gamma_{кр}$ — плотность материала крышки.

Масса вала, кг,

$$G_v = 0,25 \pi d_v^2 l_v \gamma_v \cdot 10^{-6}, \quad (7.82)$$

где d_v , l_v , γ_v — диаметр, длина в мм и плотность материала ($\gamma_v = 7,8$).

Масса остальных алюминиевых деталей (включая полый ротор для ИДП), кг,

$$G_d = 0,2 (G_k + G_{кр}). \quad (7.83)$$

Массу подшипников и крепежного материала, кг, можно принять равной

$$G_n = 0,25 (G_k + G_{кр}). \quad (7.84)$$

Это допущение достаточно для практических расчетов.

§ 7.6 Определение момента инерции

Момент инерции вращающихся частей ИДП складывается из моментов инерции роторного цилиндра, дна ротора, втулки и вала:

$$J = J_1 + J_2 + J_3 + J_4. \quad (7.85)$$

Применительно к конструкции ротора, показанной на рис. 6.5, момент инерции цилиндра, кг·м²,

$$J_1 = (\pi/32) (D_R^4 - D_{Rв}^4) \gamma_R (l_R - \Delta_{дн}) \cdot 10^{-12} =$$

$$= (\pi \gamma_R / 16) (D_R + D_{Rв}) (D_R^2 + D_{Rв}^2) \Delta (l_R - \Delta_{дн}) 10^{-12}, \quad (7.86)$$

где $\Delta_{дн}$ — толщина дна ротора.

Момент инерции дна, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

$$J_2 = (\pi/32) (D_R^4 - d_{в}^4) \gamma_R \cdot \Delta_{дн} \cdot 10^{-12}. \quad (7.87)$$

Момент инерции втулки, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

$$J_3 = (\pi/32) [(d_{в} + 2a_{вг})^4 - d_{в}^4] \gamma_R \cdot l_{вт} \cdot 10^{-12}. \quad (7.88)$$

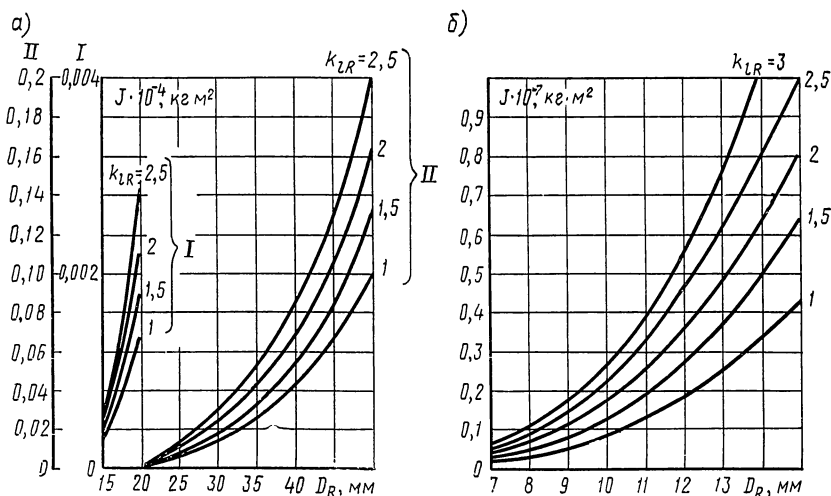


Рис. 7.10. Зависимость момента инерции ИДП (а) и ИДК (б) от наружного диаметра ротора при $k_{lR} = l_R/D_R = \text{const}$

Момент инерции вала, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

$$J_4 = (\pi/32) d_{в}^4 \gamma_{ст} \cdot 10^{-12}. \quad (7.89)$$

В (7.86) — (7.89) γ_R — плотность материала ротора (для алюминия $\gamma_R = 2,6 \text{ г/см}^3$); $\gamma_{ст}$ — плотность стали ($\gamma_{ст} = 7,8 \text{ г/см}^3$). Все размеры в формулах даны в мм.

При предварительных расчетах, например при оценке электро-механической постоянной времени, можно пользоваться приближенным значением момента инерции ИДП, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$,

$$J = 1,1 (J_1 + J_2) \quad (7.90)$$

или кривой (рис. 7.10) $J = f(D_R)$ при различных $l_R/D_R = 1 \div 2,5$.

Момент инерции вращающихся частей ИДК (все размеры в мм):

$$J = J_R + J_B = 0,785 [D_R^4 \cdot l_R + d_b^4 (l_B - l_R)] 10^{-12}. \quad (7.91)$$

Можно полагать

$$J = 1,1 J_R \quad (7.92)$$

при предварительных расчетах.

ГЛАВА 8 МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 8.1 Расчет электромеханических характеристик исполнительных двигателей при различных схемах включения

Электромеханические характеристики ИД представляют собой зависимости параметров I_y , I_B , P_y , P_B , M , $\cos \varphi_y$, $\cos \varphi_B$, P_R , $\eta = f(n)$ от частоты вращения. Они могут быть рассчитаны по уравнениям, выведенным на основе метода симметричных составляющих для ИД при различных схемах включения и способах управления (см. гл. 1). Расчет характеристик значительно облегчается и может быть выполнен вручную благодаря использованию относительных параметров схемы замещения и введению относительных безразмерных величин токов и мощностей. Для всех схем включения и способов управления расчет токов и мощностей сводится к определению их активных и реактивных составляющих в диапазоне скольжений s от 0 до 2 для симметричной машины с теми же относительными параметрами, работающей при круговом поле, и к определению коэффициентов, учитывающих влияние эллиптичности поля. В зависимости от схемы включения и способа управления характер поля в машине зависит для ИД, работающего от источника напряжения при «сдвиге схемой» и амплитудном управлении — от эффективного коэффициента сигнала α_e , при амплитудно-фазовом управлении — от сигнала $\alpha_e \cdot \sin \beta$; в конденсаторном ИД от расчетного эффективного коэффициента сигнала α_{es} и угла β_s . Для ИД, работающего от источника тока, от α_{el} и $\sin \beta_l$, а при комбинированном управлении — от α_{els} и β_{ls} . Ручной проверочный расчет проводится для первой гармоники, при этом порядок расчета характеристик одинаков для всех схем включения.

Рассмотрим последовательность расчета на примере наиболее распространенных случаев работы ИД от двухфазного или однофазного источника напряжения.

1. По известному значению исходных относительных параметров схемы замещения ξ_m , ρ_s , ξ_s (для ИДК ξ'_m , ρ'_s , ξ'_s) по (1.39) определяется критическое скольжение s_K симметричной машины.

2. Находятся активные i_{as} и реактивные i_{ps} составляющие токов симметричной машины в относительных единицах (о. е.) для значений скольжений $s=0\div 2$ (с интервалом 0,1) по (1.44). Токи $i_{a(2-s)}$, $i_{p(2-s)}$ находятся по тем же формулам подстановкой $(2-s)$ вместо s .

3. Рассчитываются токи в обмотках статора для заданной схемы включения и способа управления ИД по формулам, указанным в табл. 1.2. Для ИД с конденсатором в цепи возбуждения определяется условный эффективный коэффициент сигнала $\alpha_{es}=U_b/(kU_y)$ для различных значений скольжения s (1.59) и фаза β_s напряжения на обмотке возбуждения U_b по отношению к напряжению управления U_y , принятому за действительную ось (1.60).

4. Определяется вращающий момент симметричной асинхронной машины в относительных единицах f_s для значения скольжения $s=0\div 2$ с интервалом 0,1 (1.45). Момент f_{2-s} находится по той же формуле подстановкой $(2-s)$ вместо s .

5. Рассчитываются мощности и вращающий момент по формулам, приведенным в табл. 1.3.

6. Рассчитываются мощности управления и возбуждения, коэффициенты мощности $\cos \varphi_y$ и $\cos \varphi_b$ по формулам из табл. 1.4. Для конденсаторного ИД, кроме того, находится напряжение на обмотке возбуждения и на конденсаторе.

7. Определяются потери в стали (см. § 7.3) и учитывается влияние потерь в стали на токи в обмотках статора, потребляемые мощности, КПД.

§ 8.2 Алгоритм поверочного расчета исполнительных двигателей с «беличьей клеткой» и с полым немагнитным ротором на ЭВМ

Поверочный расчет ИД с учетом влияния высших гармоник производится с помощью ЭВМ. Структура алгоритма и программа поверочного расчета (см. § 8.3) одинаковы для ИДК и ИДП. Отличаются лишь части алгоритма по расчету размеров, конструктивных коэффициентов, расчету магнитной цепи и параметров (см. рис. 8.1 и 8.2).

В основу алгоритма поверочного расчета положена система комплексных уравнений, составленных методом симметричных составляющих:

$$\left. \begin{aligned} & \dot{I}_{y1} \left[r_{sy} + j \left(x_{sy} + \sum_v x_{vy} \right) \right] + \dot{I}_{y2} \left[r_{sy} + j \left(x_{sy} + \sum_v x_{vy} \right) \right] + \\ & + j \sum_v \dot{I}_{vR1} x_{vy} + j \sum_v \dot{I}_{vR2} x_{vy} = \dot{U}_y; \\ & j \dot{I}_{y1} \left[r_{sb} + j \left(x_{sb} + k^2 \sum_v x_{vy} - x_c \right) \right] - j \dot{I}_{y2} \left[r_{sb} + j \left(x_{sb} + \right. \right. \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

$$\left. \begin{aligned} & +k^2 \sum_{\nu} x_{\nu n y} - x_C \Big] - k^2 \sum_{\nu} \dot{I}_{\nu R1} x_{\nu n y} + k^2 \sum_{\nu} \dot{I}_{\nu R2} x_{\nu m y} = k \dot{U}_B; \\ & j \dot{I}_{y1} x_{\nu m y} + \dot{I}_{\nu R1} \left[\frac{r_{\nu R y}}{s_{\nu 1}} + j (x_{\nu R y} + x_{\nu n y}) \right] = 0; \\ & j \dot{I}_{y2} x_{\nu m y} + \dot{I}_{\nu R2} \left[\frac{r_{\nu R y}}{s_{\nu 2}} + j (x_{\nu R y} + x_{\nu m y}) \right] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

В отличие от асинхронных неуправляемых двигателей ИД может питаться от двухфазной сети («сдвиг схемой») $\dot{U}_B = (U_y/\alpha) e^{j\beta}$ чаще всего при $\beta = \pi/2$ или от однофазной сети с конденсатором в цепи обмотки возбуждения, когда напряжения на обмотках управления и сети совпадают по фазе $\beta = 0$ и в общем случае отличаются по величине $U_B = U_c = U_y/\alpha$.

Количество уравнений в системе равно $2n_{\nu} + 2$, где n_{ν} — число рассматриваемых гармоник. Номера высших гармоник $\nu = 4n + 1$, где $n = 0, \pm 1; \pm 2; \pm 3$, приведены ниже.

n	...	0	-1	+1	-2	+2	-3	+3	-4	+4	-5	+5	-6	+6
ν	...	1	-3	5	-7	9	-11	13	-15	17	-19	21	-23	25

Отрицательное значение имеют те гармоники, направление вращения которых противоположно основной.

Скольжения для прямой и обратной последовательностей

$$\left. \begin{aligned} s_{1\nu} &= 1 + \nu(s - 1) \\ s_{2\nu} &= 1 - \nu(s - 1) \end{aligned} \right\}. \quad (8.2)$$

В (8.2) номера гармоник ν подставляются с соответственным знаком. Параметры схемы замещения ИД являются коэффициентами в (8.1), рассчитываются при допущении, что коэффициент насыщения $k_{\mu 1}$ одинаков для всех гармоник поля. Его значение определяется при расчете магнитной цепи (табл. 7.7; 7.8).

Алгоритм расчета параметров схемы замещения ИД включает:

1) активные сопротивления обмотки статора, Ом:

$$r_{Sy} = 2 \cdot 10^{-3} \rho_m (l_s + l_n) w_{Sy} / S_{Sy}; \quad r_{Sb} = 2 \cdot 10^{-3} \rho_m (l_s + l_n) w_{Sb} / S_{Sb};$$

2) индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, Ом,

$$x_{Sy} = 0,632 \cdot 10^{-7} f w_{Sy}^2 (l_s / Z_s) (\lambda_{nS} + \lambda_{nS} + \lambda_{nS}),$$

где для полуовального и овального пазов

$$\lambda_{nS} = \left(0,785 - \frac{h}{2b_1} + \frac{h_{\text{ш}S}}{b_{\text{ш}S}} \right) k_{\beta 1} + \frac{h_{ZS} - h}{3b_1} k_{\beta};$$

для трапецидального паза

$$\lambda_{nS} = \left(\frac{h_{\text{ш}S}}{b_{\text{ш}S}} + 3 \frac{h - h_{\text{ш}S}}{b_1 + 2b_{\text{ш}S}} \right) k_{\beta 1} + \frac{h_{ZS} - h}{3b_1} k_{\beta}.$$

При однослойной обмотке $k_p=1$; $k_{p1}=1$. При двухслойной обмотке $k_p=(1+3\beta)/4$; $k_{p1}=\beta=y2p/Z_S$. При однослойной обмотке и числе катушечных групп на фазу p $\lambda_{пS}=0,47(q/l_S)[l_{п}-(D/p)]$; при числе катушечных групп на фазу $2p$ $\lambda_{пS}=0,27(q/l_S)[l_{п}-(D/p)]$.

При двухслойной обмотке $\lambda_{пS}=0,19(q/l_S)[l_S-(D/p)]$.

Для ИДК:

$$\lambda_{пS} = \frac{DZ_S}{1,27\delta k_g \pi^2 p^2} \sum_v \frac{k_{ov}^2}{v^2} C_v D_v;$$

$$k_{ov} = \frac{1}{\sqrt{2} q \sin \frac{\pi v}{4q}}; \quad C_v = 1 - \frac{\Delta Z_S \cdot \pi^2}{3(1 - Z_S^2/(p^2 v^2))};$$

$$D_v = 1 - \left[\frac{\sin(\pi p v / Z_R)}{\pi p v / Z_R} \right]^2 \left[\frac{\sin(\pi p v \beta_{ck} / Z_R)}{\pi p v \beta_{ck} / Z_R} \right]^2.$$

Суммирование в выражении $\lambda_{пS}$ производится по гармоникам, не включенным в систему уравнений (8.1). Для ИДП при расчете $\lambda_{пS}$ коэффициент демпфирования $D_v=1$;

3) активное сопротивление ротора для ИДК, приведенное к обмотке фазы У, Ом,

$$r_{Rv} = \frac{32 \cdot 10^{-3} k_{ov}^2 \omega_{Sy}^2 l_{Rv} k_{Rv} \rho_R}{\pi D^2 k_{пR} k_{ov}^2},$$

где

$$k_{ov} = \frac{\sin(\pi p v \beta_{ck} / Z_R)}{\pi p v \beta_{ck} / Z_R}, \quad k_{Rv} = 1 + \frac{\pi D_{кз} S_{пR}}{2ab l_R Z_R [\sin(\pi p v / Z_R)]^2};$$

для ИДП

$$r_{Rv} = \frac{8 \cdot 10^{-3} \cdot \rho_R l_S \omega_{Sy}^2 k_{ov}^2 k_{rv}}{\pi D \Delta}.$$

Коэффициент k_{rv} определяется по формулам § 3.1 подстановкой $\tau_v = \tau/v$ вместо τ и соответственно s_{v1} и s_{v2} вместо s и $(2-s)$.

4) индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к обмоточным данным фазы У для ИДК, Ом,

$$x_{Rv} = 0,632 \cdot 10^{-7} f \omega_{Sy}^2 (l_R / Z_R) (k_{ov} / k_{ovR})^2 (\lambda_{пR} + \lambda_{лRv} + \lambda_{пRv}) + x_{ckv},$$

где $x_{ckv} = x_{mv} [(1/k_{ovR}) - 1]$, для прямоугольного паза ротора $\lambda_{пR} =$

$$= h_{пR} (3b_{пR}); \lambda_{лRv} = \frac{2,9 D_{кз}}{z_R l_S [2 \sin(\pi p v / Z_R)]^2} \lg \frac{4,7 D_{кз}}{a + 2b}.$$

$$\lambda_{лRv} = \frac{DZ_R}{1,27\delta k_g \pi^2 p^2 v^2} \left[\left(\frac{\pi p v / Z_R}{\sin(\pi p v / Z_R)} \right)^2 - 1 - \frac{\pi^2 \Delta Z_R}{3 \{ [Z_R / (p v)]^2 - 1 \}} \right].$$

Для ИДП $x_{Rv}=0$;

5) сопротивление взаимной индукции статора и ротора, приведенное к обмотке фазы У для ИДК, Ом,

$$x_{m\gamma} = \frac{1,6 \cdot 10^{-9} \pi k_{0\gamma}^2 \omega_{Sy}^2 f D l_s C_\gamma}{k_\mu k_\delta \delta p^2 v_2}.$$

Для ИДП вместо δ следует подставлять $\delta_1 + \Delta + \delta_2$, а $k_\delta = k_{\delta S}$.

Ряд величин, необходимых для расчета параметров, определяется с помощью подпрограмм «Геометрия» (см. § 8.3). Например, длина лобовой части обмотки статора, мм: $l_\pi = 1,7 y_\pi (D + h_{zs}) / (2p)$, где $y = \beta \tau$.

Коэффициент воздушного зазора статора, ротора и общий (для ИДК), соответственно:

$$k_{\delta S} = \frac{5 + b_{\text{ш}S} / \delta}{5 + b_{\text{ш}S} (t_{ZS} - b_{\text{ш}S}) / (\delta t_{ZS})};$$

$$k_{\delta R} = \frac{5 + b_{\text{ш}R} / \delta}{5 + b_{\text{ш}R} (t_{ZR} - b_{\text{ш}R}) / (\delta t_{ZR})}; \quad k_\delta = k_{\delta S} \cdot k_{\delta R}.$$

Все размеры в формулах алгоритма в мм; ρ — в мкОм·м.

Алгоритм расчета электромеханических характеристик ИД включает:

1) токи прямой и обратной последовательностей по (8.1);

2) токи статора прямой последовательности с учетом потерь в стали (см. § 7.3): $I_{Sy} = (I_{y1a} + jI_{y1p}) (1 + z_{Ry1}/r_{my})$,

$$\text{где } z_{Ry1} = 1 / \left[1 / \left(jx_{R1} + \frac{r_{R1}}{s} \right) + 1 / (jx_{m1}) \right].$$

Индекс «1» в r_{R1} , x_{R1} , x_{m1} означает основную гармонику;

3) ток статора обратной последовательности с учетом потерь в стали: $I_{Sy2} = (I_{y2a} + jI_{y2p}) (1 + z_{Ry2}/r_{my})$, где $z_{Ry2} = 1 / \{ 1 / [jx_{R1} + r_{R1} / (2-s)] + 1 / (jx_{m1}) \}$;

4) ЭДС прямой последовательности основной гармоники: $E_{11} = (I_{y1a} + jI_{y1p}) z_{Ry1}$, $E_{11} = |E_{11}|$;

5) ЭДС обратной последовательности основной гармоники: $E_{12} = (I_{y2a} + jI_{y2p}) z_{Ry2}$, $E_{12} = |E_{12}|$;

6) ток в фазе У статора: $I_y = I_{Sy1} + I_{Sy2} = I_{ya} + jI_{yp}$; $I_y = |I_y|$;

7) ток в фазе В статора:

$$I_B = \frac{1}{k} (I_{Sy1} - I_{Sy2}) = I_{Ba} + jI_{Bp}; \quad I_B = |I_B|;$$

8) коэффициенты мощности фаз У и В: $\cos \varphi_y = I_{ya} / I_y$, $\cos \varphi_B = I_{Ba} / I_B$;

9) мощности, потребляемые фазами У и В: $P_{Sy} = k_{\text{доб}} U_y I_y \cos \varphi_y$, $P_{Sv} = k_{\text{доб}} U_B I_B \cos \varphi_B$;

10) напряжение на конденсаторе: $U_K = I_B x_C$, где $x_C = 10^6 / \omega C$;

11) напряжение на обмотке за конденсатором:

$$\dot{U}'_B = \dot{U}_c - \dot{I}_B(-jx_C), \quad U'_B = |\dot{U}'_B|;$$

12) моменты прямой последовательности основной и высших гармоник

$$M_{1\nu} = \frac{2(I_{\nu R1a}^2 + I_{\nu R1p}^2)r_{\nu Ry}}{s_{1\nu}\Omega_{\nu c}},$$

где $s_{1\nu} = 1 + \nu(s - 1)$; $\Omega_{\nu c} = 2\pi f/(p\nu)$; ν берется с соответствующим знаком;

13) моменты обратной последовательности основной и высших гармоник

$$M_{2\nu} = \frac{2(I_{\nu R2a}^2 + I_{\nu R2p}^2)r_{\nu Ry}}{s_{2\nu}\Omega_{\nu c}},$$

где $s_{2\nu} = 1 - \nu(s - 1)$;

14) результирующие моменты прямой и обратной последовательностей: $M_1 = \sum_{\nu=1}^{\nu_6} M_{1\nu}$, $M_2 = \sum_{\nu=1}^{\nu_6} M_{2\nu}$,

где ν_6 — номер последней учитываемой гармоники;

15) полный вращающий момент на валу: $M = M_1 - M_2$;

16) полезная механическая мощность

$$P_R = [M(1 - s)/(2\pi f)] p - P_{\text{мех}};$$

17) КПД

$$\eta = P_R/(P_{Sy} + P_{SB});$$

18) мощность потерь в стали от поля прямой последовательности в зависимости от типа ротора по формулам, приведенным в § 7.3;

19) полные потери в стали

$$P_c = P_{c1}(1 + E_{21}^2/E_{11}^2); \quad \text{где } E_{11} = E_{y1}; \quad E_{21} = E_{y2}.$$

20) мощность потерь в обмотках статора:

$$P_{My} = I_y^2 r_{Sy}, \quad P_{MB} = I_B^2 r_{SB};$$

21) мощность потерь в роторе:

$$P_{MR} = 2 \sum_{\nu=\nu_1}^{\nu_6} (I_{\nu R1a}^2 + I_{\nu R1p}^2 + I_{\nu R2a}^2 + I_{\nu R2p}^2) r_{\nu Ry}.$$

§ 8.3

Программа и исходные данные для поверочного расчета исполнительных двигателей с различными типами роторов

Программа поверочного расчета ИД охватывает двигатели с «беличьей клеткой» и с полым немагнитным ротором при их питании как от однофазной (ИД с конденсатором в обмотке возбуждения), так и от двухфазной сети («сдвиг схемой»). Схема программного комплекса приведена на рис. 8.1. Программы написаны на алгоритмическом языке ФОРТРАН для ЕС ЭВМ.

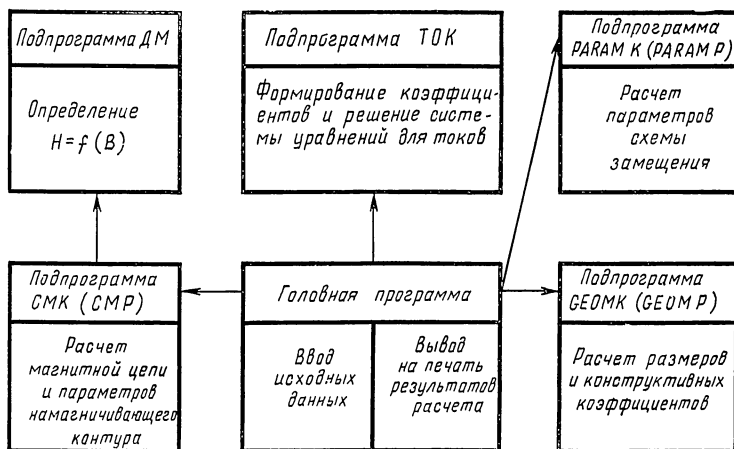


Рис. 8.1. Схема программного комплекса поверочного расчета ИД

На рис. 8.2 приведена схема алгоритма расчета характеристик ИД, производимого для 20 значений скольжений, начиная с $s=0,005$ и до $s=0,955$.

Ввод исходных данных включает: таблицу (массив) магнитной характеристики для используемой марки стали $H=f(B)$; количество рассчитываемых вариантов; тип ротора; номинальные данные, размеры магнитной цепи, свойства используемых материалов, обмоточные данные ИДК на примере двигателя ДМ-1, работающего от двухфазной сети («сдвиг схемой») (табл. 8.1), и ИДП на примере двигателя АДП 262 с конденсатором в обмотке возбуждения (табл. 8.2); тип паза статора: трапецеидальный, полуовальный, овальный; тип обмотки статора: однослойная, двухслойная; значение емкости (для конденсаторного ИД); номера гармоник, подлежащих расчету.

На печать выводятся исходные данные, эскиз паза статора с указанными размерами, номера гармоник ν и следующие величины для 20 скольжений s : токи I_y , I_b ; коэффициенты мощности $\cos \varphi_y$ и $\cos \varphi_b$; потребляемые мощности фаз управления P_y и возбуждения

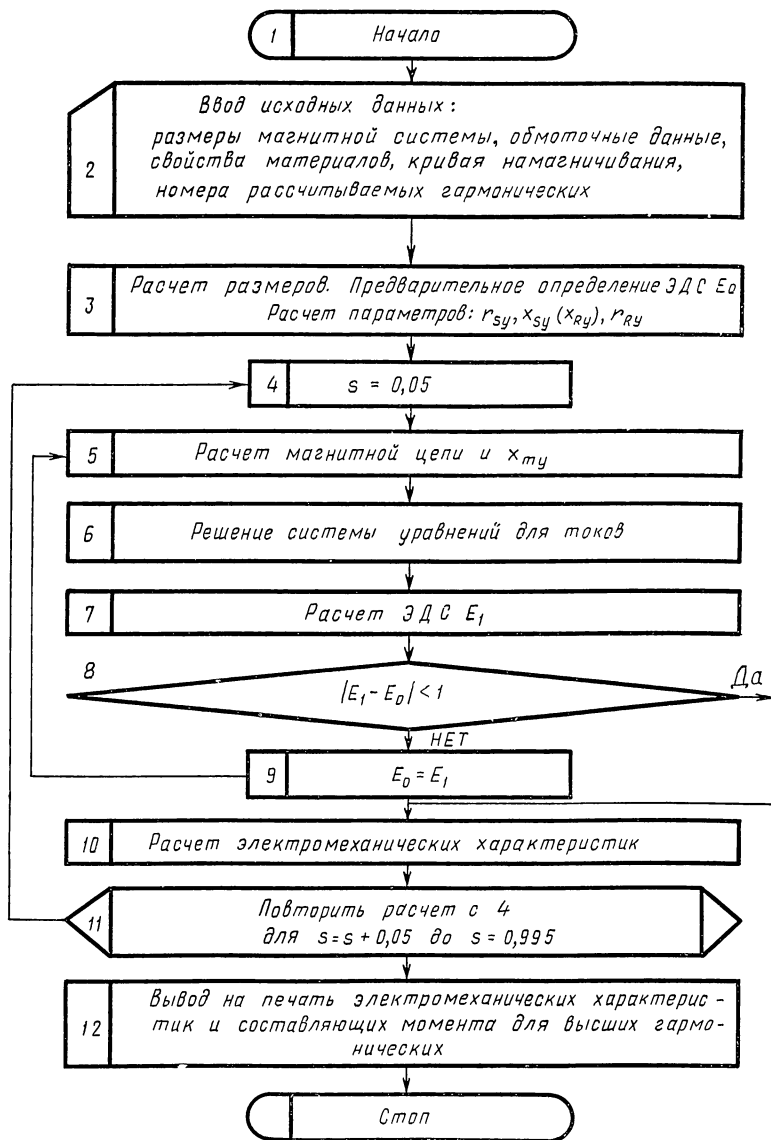


Рис. 8.2. Схема алгоритма расчета электромеханических характеристик ИД

Т а б л и ц а 8.1. Исходные данные для поверочного расчета ИДК на примере двигателя ДМ-1, работающего от двухфазной сети (сдвиг схемой)

$\frac{P_{\text{н}}, \text{ Вт}}{PN}$	$\frac{P_{\text{мех}}, \text{ Вт}}{P_{\text{МЭХ}}}$	$\frac{U_{\text{ya}} + jU_{\text{yp}}, \text{ В}}{UA}$	$\frac{U_{\text{ва}} + jU_{\text{вр}}, \text{ В}}{UB}$	$\frac{f, \text{ Гц}}{F}$	$\frac{n_{\text{с}}, \text{ об/мин}}{ANC}$	$\frac{k_{\text{доб}}}{DOBK}$	$\frac{P_{\text{С75}}, \text{ мкОм}\cdot\text{м}}{ROM}$
1	0,05	30	0	400	8000	1,05	0,0217
$\frac{\rho_{R100}, \text{ мкОм}\cdot\text{м}}{ROR}$	$\frac{p}{POL}$	$\frac{D_{\text{н}}, \text{ см}}{DN}$	$\frac{D, \text{ см}}{D}$	$\frac{l_R, \text{ см}}{ALR}$	$\frac{Z_S}{ZS}$	$\frac{b_{\text{шС}}, \text{ см}}{AS}$	$\frac{h_{\text{шС}}, \text{ см}}{HS}$
0,0392	3	2,8	1	2,66	12	0,08	0,05
$\frac{h, \text{ см}}{H}$	$\frac{h_{ZS}, \text{ см}}{HZS}$	$\frac{b_1(d_1), \text{ см}}{B1}$	$\frac{b_2(d_2), \text{ см}}{B2}$	$\frac{\omega_{S_{\text{B}}}}{WSB}$	$\frac{S_{S_{\text{B}}}, \text{ мм}^2}{SSB}$	$\frac{\beta_{\text{ск}}}{BSK}$	$\frac{k_{\text{с}}}{AKC}$
0,25	0,75	0,41	0,56	528	0,0236	1,882	0,95
$\frac{p_{1/400}, \text{ Вт/кг}}{PUD}$	$\frac{\Delta_{ZS}}{DZS}$	$\frac{y}{Y}$	$\frac{Z_R}{ZR}$	$\frac{h_{\text{нR}}, \text{ см}}{HZR}$	$\frac{b, \text{ см}}{BB}$	$\frac{D_{\text{кз}}, \text{ см}}{DKL}$	$\frac{\Delta_{ZR}}{DZR}$
7,5	0,175	2	20	0,096	0,117	0,676	0,19

Примечание. Приведены обозначения величин и их размерность (сверху), а также идентификаторы (внизу).

Т а б л и ц а 8.2. Исходные данные поверочного расчета ИДП на примере двигателя АДП-262 с конденсатором в обмотке возбуждения

$\frac{P_{\text{н}}, \text{ Вт}}{P_N}$	$\frac{P_{\text{мех}}, \text{ Вт}}{P_{\text{МЭХ}}}$	$\frac{(U_{\text{ya}} + jU_{\text{yp}}), \text{ В}}{U_A}$	$\frac{(U_{\text{ca}} + jU_{\text{cp}}), \text{ В}}{U_B}$	$\frac{f_{\text{н}}, \text{ Гц}}{F}$	$\frac{n_{\text{с}}, \text{ об/мин}}{ANC}$	$\frac{k_{\text{доб}}}{DOBK}$	$\frac{\rho_{\text{СТБ}}, \text{ мкОм}\cdot\text{м}}{ROM}$		
10	1,0	125	0	110	0	50	3000	1,05	0,0217
$\frac{\rho_{\text{R100}}, \text{ мкОм}\cdot\text{м}}{ROR}$	$\frac{p}{POL}$	$\frac{D_{\text{н}}, \text{ см}}{DN}$	$\frac{D, \text{ см}}{D}$	$\frac{I_{\text{S}}, \text{ см}}{AL}$	$\frac{I_{\text{R}}, \text{ см}}{ALR}$	$\frac{\delta, \text{ см}}{DELT}$	$\frac{Z_{\text{S}}}{ZS}$	$\frac{l_{\text{ш.С}}, \text{ см}}{AS}$	$\frac{h_{\text{ш.С}}, \text{ см}}{HS}$
0,0392	1	6,5	3,0	5,5	6,1	0,07	16	0,15	0,042
$\frac{h, \text{ см}}{H}$	$\frac{h_{\text{ZS}}}{HZS}$	$\frac{b_1(d_1), \text{ см}}{B1}$	$\frac{b_2(d_2), \text{ см}}{B2}$	$\frac{\omega_{\text{Sy}}}{WSA}$	$\frac{\omega_{\text{SR}}}{WSB}$	$\frac{S_{\text{Sy}}, \text{ мм}^2}{SSA}$	$\frac{S_{\text{SB}}, \text{ мм}^2}{SSB}$	$\frac{\beta_{\text{СК}}}{BSK}$	$\frac{k_{\text{с}}}{AKC}$
0,29	1,25	0,5	0,835	880	1880	0,0881	0,0346	0	0,95
$\frac{p_{1/50}, \text{ Вт/кг}}{PUD}$	$\frac{\Delta_{\text{ZS}}}{DZS}$	$\frac{y}{Y}$	$\frac{\Delta}{DELTR}$	$\frac{D_{\text{ВВ}}, \text{ см}}{DVV}$	$\frac{C_{\text{р}}, \text{ мкФ}}{C}$				
4	0,06	6	0,03	0,85	2,5				

Т а б л и ц а 8.3. Выходные величины программы поверочного расчета ИД

Идентифика- тор	Величина	Размерность	Идентифика- тор	Величина	Размерность
IA	I_y	A	KMU	k_μ	о. е.
IB	I_b	A	XM1	x_{m1}	Ом
COS A	$\cos \varphi_y$	—	M1	ΣM_{1v}	Н·м
COS B	$\cos \varphi_b$	—	M2	ΣM_{2v}	Н·м
PA	P_{Sy}	Вт	M	M	Н·м
PB	P_{Sb}	Вт	KDM	$k_{дм}$	о. е.
P1	P_s	Вт	KDR	$k_{д,р}$	о. е.
P2	P_R	Вт	M1 (N)	M_{1v}	Н·м
ETA	η	о. е.	M2 (N)	M_{2v}	Н·м
S	s	о. е.	XM	x_{mv}	Ом
UK	U_c	B	KOS	k_o	о. е.
UB1	U'_b	B	KOR	k_{oR}	о. е.
PMA	$P_{м.у}$	Вт	RR	r_{Rv}	Ом
PMB	$P_{м.в}$	Вт	XR	x_{Rv}	Ом
PC	P_c	Вт	RSA	r_{Sy}	Ом
PR	$P_{мR}$	Вт	RSB	r_{Sb}	Ом
E1	E_{11}	B	XSA	x_{Sy}	Ом
E2	E_{12}	B	XC	x_c	Ом
BDELT	B_δ	Тл			

P_b и суммарная $P_S = P_y + P_b$; полезная мощность P_R ; коэффициент полезного действия η ; напряжения на конденсаторе U_k и на обмотке возбуждения U'_b (за конденсатором) для ИД с конденсатором; электрические потери в обмотках статора $P_{м.у}$, $P_{м.в}$, в обмотке ротора $P_{мR}$ и магнитные P_c ; индукция в воздушном зазоре; ЭДС прямой E_{11} и обратной E_{12} последовательностей; коэффициент насыщения k_μ ; индуктивное сопротивление взаимной индукции x_{m1} для основной гармонической; результирующие вращающие моменты прямой, обратной последовательностей и полный; коэффициенты добавочных моментов $k_{дм}$ и добавочных потерь $k_{д,п}$; моменты прямой и обратной последовательностей для каждой гармонической; максимальный момент M_m и соответствующее ему скольжение s_m , пусковой момент M_k , токи фаз $I_{y.k}$, $I_{b.k}$ и потребляемые мощности $P_{y.k}$, $P_{b.k}$, $P_k = P_{y.k} + P_{b.k}$ при пуске (чаще всего $M_k = M_m$, $s_m \geq 1$); параметры x_{mv} , r_{Rv} , x_{Rv} ; обмоточные коэффициенты k_{ov} , k_{oRv} для каждой гармонической; активные и реактивные сопротивления обмотки статора r_{Sy} , r_{Sb} , x_{Sy} ; емкостное сопротивление x_c .

Коэффициенты добавочных моментов и добавочных потерь

$$k_{д.м} = \frac{\sum_v (M_{1v} - M_{2v})}{M_{11} - M_{21}}, \quad k_{д.п} = \frac{\sum_v (P_{1Rv} + P_{2Rv})}{P_{1R1} + P_{2R2}}$$

показывают влияние высших обмоточных гармонических на результирующий момент и потери в роторе.

Расчет характеристики ИД производится для шести обмоточных гармонических (основной и пяти высших). Обычно задается первая (основная), третья, пятая, седьмая и две основные зубцовые гармонические: $v = (Z_s/p) \pm 1$ (следует исключать гармоники, для которых $\sin(\pi p v / Z_R) = 0$). В алгоритме при расчете магнитной цепи (рис. 8.2) производится итерация для уточнения ЭДС E_{11} . Идентификаторы выходных величин приведены в табл. 8.3.

ГЛАВА 9 ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ

§ 9.1 Общие предпосылки теплового расчета

При разработке машины тепловой расчет важен, так как от допустимой температуры нагрева отдельных ее элементов зависят размеры, надежность и долговечность работы. Выполнение тепловых расчетов с достаточной точностью позволяет снизить массу и габаритные размеры машины за счет исключения их излишних запасов.

Необходимо применять методы теплового расчета, учитывающие действительную картину распределения потерь и отвода теплоты. При этом следует иметь в виду, что методы, применяемые для машин средней мощности, не могут быть непосредственно использованы для микромашин.

Асинхронные ИД выполняются обычно в закрытом исполнении. Вся теплота, выделяемая машиной, отводится с ее наружной поверхности путем лучеиспускания и конвекции. Важную роль играют способы крепления машин, такие как непосредственная установка на панели с помощью проточки на корпусе вблизи торцевой поверхности машины (рис. 9.1) или на панели в переходном стакане (рис. 9.2) и др. Если детали, на которых установлен двигатель, имеют большую массу и между ними и машиной нет теплоизолирующей прокладки, то от двигателя будет отводиться значительное количество теплоты и его охлаждение резко улучшится. Учет влияния дополнительного теплоотвода можно провести приближенно с помощью эмпирического коэффициента.

Тепловой режим в машине определяется допустимыми температурами изоляции, смазки подшипников, материалов и покрытий. Необходимо учитывать, что теплота от потерь, выделяемых в роторе, передается к поверхности статора и корпусу машины не толь-

ко через воздушный зазор, но и через подшипники. Из-за недостаточной тепловой проводимости подшипников, в особенности при отсутствии в них смазки и натяга, температура внутренних колец может чрезмерно повышаться. Так как для нормальных подшипников допустимая рабочая температура 155°C , то в ряде случаев именно тепловой режим подшипника является определяющим.

Влияние теплового режима должно быть учтено при оценке свойств и расчете выходных характеристик машины. Наибольшее распространение получил метод оценки теплового режима машин,

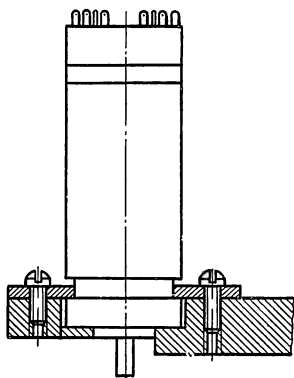


Рис. 9.1. Непосредственная установка машины на панели

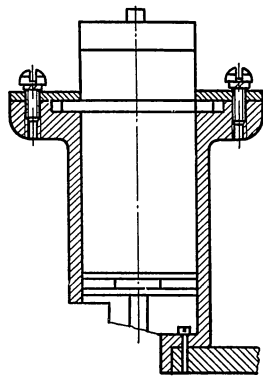


Рис. 9.2. Установка машины на панели в переходном стакане

работающих продолжительно, путем определения удельного теплового потока (плотности теплового потока σ_s). Удельный тепловой поток измеряется числом ватт, отводимых от наружной поверхности машины площадью в 1 см^2 , при котором температура достигает предельно допустимого значения. Величина σ_s зависит от допустимого превышения температуры, качества теплоотвода и условий работы машины; она может быть найдена опытным путем для определенных условий установки машины. Этот путь широко используется при разработках микромашин. Однако при проектировании машины условия ее работы часто неизвестны или машина проектируется для различных условий. В этих случаях пользуются некоторыми средними значениями σ_s , которые позволяют приблизительно оценить тепловой режим машины.

Для теплового расчета микромашин можно рекомендовать метод тепловой схемы замещения и метод эквивалентных потерь, который иногда называют методом тепловых параметров.

Метод тепловой схемы замещения основан на подобию законов Ома об электропроводности и Фурье о теплопроводности [1]. Для проведения аналогии между тепловой и электрической схемами вводятся так называемые источники теплоты, представляющие собой генераторы теплового потока. Потенциал гене-

ратора является функцией выделяющихся потерь. Основное уравнение для схемы

$$V = QR_t, \quad (9.1)$$

где V — потенциал, вызывающий поток тепловой энергии, соответствующий перепаду температур в данном элементе, $^{\circ}\text{C}$; Q — поток тепловой энергии через элемент, Вт; R_t — тепловое сопротивление, град/Вт. Тепловой расчет по методу тепловой схемы [5, 6] сводится к определению температуры корпуса и тепловых сопротивлений схемы с помощью эмпирических формул, а также к определению превышений температуры на отдельных участках методом последовательных приближений. Этот метод позволяет рассчитать превышение температуры в различных частях машины, что может использоваться для правильного выбора соотношения отдельных потерь и величин тепловых сопротивлений.

Метод эквивалентных потерь позволяет рассчитать превышение температуры обмотки с помощью коэффициентов, зависящих от тепловых параметров машины и учитывающих долю соответствующих потерь, идущих на нагрев обмотки.

Для определения установившегося превышения температуры обмотки θ_s необходимо знать тепловое сопротивление машины $R_{s\theta}$ и эквивалентные потери $P_{\text{эkv}}$:

$$\theta_s = R_{s\theta} P_{\text{эkv}}. \quad (9.2)$$

Эквивалентные потери связаны с действительными потерями уравнением

$$P_{\text{эkv}} = P_{\text{мс}} + k_{\text{ст}} P_{\text{с}} + k_{\text{R}} P_{\text{мR}} + k_{\text{доб}} P_{\text{доб}}, \quad (9.3)$$

где $k_{\text{ст}}$, k_{R} , $k_{\text{доб}}$ — коэффициенты соответствующих потерь; $P_{\text{мс}}$, $P_{\text{с}}$, $P_{\text{мR}}$, $P_{\text{доб}}$ — соответственно электрические потери в обмотках статора, магнитные потери, электрические потери в роторе, добавочные потери. Влияние механических потерь обычно не учитывается. Коэффициенты потерь и тепловое сопротивление обмотки машины $R_{s\theta}$ определяются опытным путем на образцах или посредством расчета [5].

Метод эквивалентных потерь особенно ценен для теплового расчета серии, так как опытные коэффициенты могут быть найдены на основе результатов испытания ограниченного числа образцов.

Тепловой расчет должен проводиться для наиболее напряженного по нагреву режима работы машины. Часто для ИД таким режимом является стопорный режим, т. е. когда обмотки возбуждения и управления длительно присоединены к источнику энергии и ротор неподвижен. В некоторых случаях машина, работающая в двигательном режиме, должна продолжительно работать при максимальной полезной мощности.

При некоторых соотношениях параметров схемы замещения наибольший ток в обмотках статора ИД получается в режиме холостого хода.

§ 9.2

Удельный тепловой поток

Удельный тепловой поток, Вт/см², наиболее часто определяется при неподвижном роторе:

$$\sigma_S = P_{S_K} / S_K, \quad (9.4)$$

где P_{S_K} — мощность, потребляемая машиной при неподвижном роторе, Вт; S_K — площадь наружной поверхности машины, см², $S_K = \pi D_K (l_K + D_K/2)$. Величина σ_S зависит от допустимого превышения температуры обмотки θ_S и наружной поверхности машины S_K .

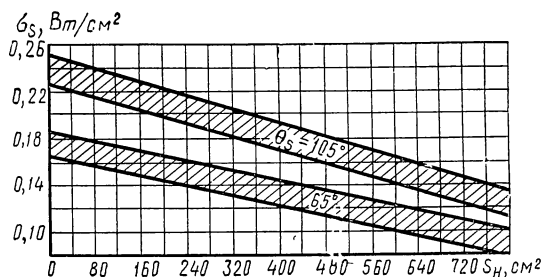


Рис. 9.3. Зависимость удельного теплового потока от наружной поверхности машины $\sigma_S = f(S_K)$ при $\theta_S = \text{const}$

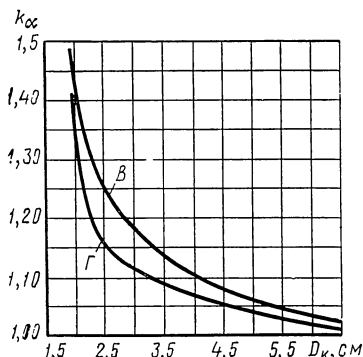


Рис. 9.4. Зависимость коэффициента k_α от наружного диаметра корпуса D_K для горизонтального (кривая Γ) и вертикального (кривая B) положений машины

На рис. 9.3 приведены найденные экспериментально средние значения удельного теплового потока в зависимости от наружной поверхности машины для двух значений превышения температуры обмотки статора над окружающей средой. Как видно из рисунка, удельный тепловой поток уменьшается с ростом наружной поверхности машины по линейному закону.

Удельный тепловой поток может быть определен и расчетным путем. Для закрытых машин

$$\sigma_S = (\alpha_K + \alpha_{изл}) \theta_K, \quad (9.5)$$

где α_K , $\alpha_{изл}$ — коэффициенты теплоотдачи конвекцией и лучеиспусканием, Вт/(см²·°C); θ_K — превышение температуры корпуса, °C,

$$\theta_K = \theta_S / (1.05 \div 1.15), \quad (9.6)$$

где θ_S — превышение температуры обмотки статора, °C. Основную

часть перепада температуры составляет разница температур корпуса и окружающей среды.

Коэффициент теплоотдачи конвекцией

$$\alpha_k = k_{\alpha} 4,5 \sqrt{\frac{\theta_k}{D_k}} \left(\frac{P}{760}\right)^{0,5} \cdot 10^{-4}, \quad (9.7)$$

где D_k — наружный диаметр корпуса, см; P — давление, мм рт. ст.

Коэффициент теплоотдачи конвекцией зависит от вертикального или горизонтального расположения машины, что в (9.7) учитывается коэффициентом k_{α} , зависящим от наружного диаметра корпуса (рис. 9.4).

Коэффициент теплоотдачи излучением

$$\alpha_{изл} = \frac{5,64}{\theta_k} k_{изл} \left[\left(\frac{T_k}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_{окр}}{100}\right)^4 \right] 10^{-4}; \quad (9.8)$$

здесь коэффициент лучеиспускания абсолютно черного тела равен 5,64; относительный коэффициент лучеиспускания $k_{изл}$ выбирается по табл. 9.1; температуры поверхности корпуса и окружающей среды по абсолютной шкале температур $T_k = \theta_k + T_{окр}$ и $T_{окр} = 273 + \theta_{окр}$; $\theta_{окр}$ — температура окружающей среды, °С.

Т а б л и ц а 9.1. Относительный коэффициент лучеиспускания

Покрытие	$k_{изл}$	Покрытие	$k_{изл}$
Алюминий оксидированный, серый, желтый	0,55	Лак матовый	0,96 ... 0,98
Алюминиевая краска	0,55	Лак белый	0,80 ... 0,95
Черная краска, лак	0,875	Алюминий	0,19 ... 0,27
блестящий		Латунь тусклая	0,22
		Сталь листовая	0,80 ... 0,82

Эффективным средством увеличения теплоотдачи является отвод теплоты через детали крепления, например, с помощью теплоотводящего диска, который крепится к фланцу машины. Такой диск более эффективен, чем ребра на корпусе, дающие хороший эффект только при внешнем обдуве машины. Если поверхность теплоотвода в 2,5 ... 3 раза больше, чем наружная поверхность машины, то при $D_k = 2 \div 10$ см превышение температуры корпуса θ_k уменьшится в 1,5 ... 2 раза.

Удельный тепловой поток может быть найден с учетом теплоотдачи через посадочные места:

$$\sigma'_s = \sigma_s (a - \sigma_s b); \quad (9.9)$$

здесь σ_s — удельный тепловой поток без учета теплоотвода.

На рис. 9.5 даны зависимости коэффициентов a и b для теплоотвода в виде диска, имеющего поверхность $S_T = 2,5 S_k$.

Если способ крепления машины неизвестен, то можно учитывать теплоотдачу через посадочные места с помощью коэффициента уве-

личения эквивалентной поверхности охлаждения по сравнению с реальной наружной поверхностью машины: $k_э = S'_к / S_к$

В зависимости от наружного диаметра корпуса $D_к$, равного 3 ... 4; 5 ... 7; 7 ... 8; 8 ... 10 см, определяется экспериментально [3] $k_э$, равный 1,7 ... 1,65; 1,4 ... 1,3; 1,3 ... 1,25; 1,25.

Формулы (9.5)—(9.9) позволяют рассчитать допустимый удельный тепловой поток при заданном превышении температуры об-

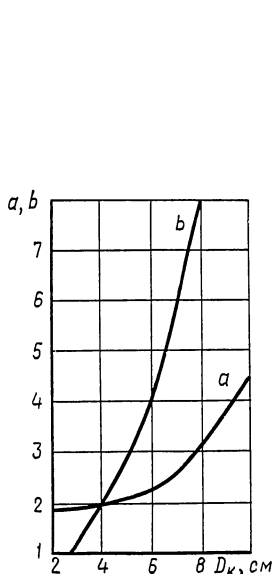


Рис. 9.5. Зависимости коэффициентов a и b от наружного диаметра корпуса $D_к$

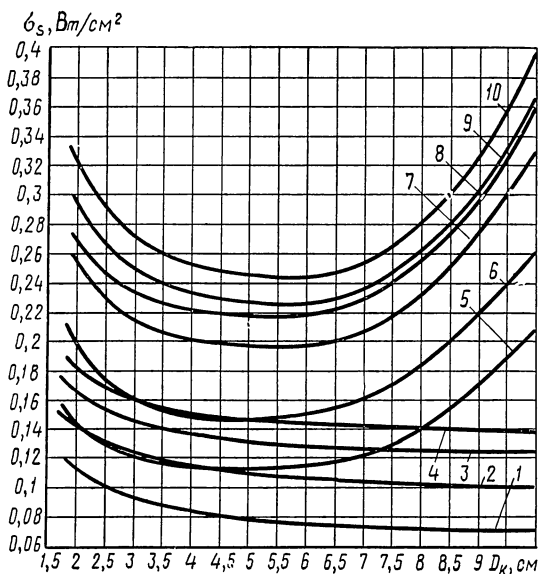


Рис. 9.6. Зависимость удельного теплового потока σ_s от наружного диаметра корпуса $D_к$ при $\theta_s = 75^\circ\text{C}$ и различных $k_{изл}$, H , P

мотки статора или определить превышение температуры обмотки и корпуса машины при известном коэффициенте теплоотдачи.

На рис. 9.6 приведены допустимые значения удельного теплового потока σ_s в зависимости от наружного диаметра корпуса $D_к$, рассчитанные без учета теплоотдачи через теплоотводы (кривые 1—4) и с учетом теплоотдачи диска, имеющего поверхность $S_т = 2,5S_к$ (кривые 5—10). Кривые даны для машин, работающих на разной высоте над уровнем моря H , при различных давлениях P , при превышении температуры обмотки статора $\theta_s = 75^\circ\text{C}$ (для кривых 1—4 соответственно $k_{изл} = 0,2; 0,55; 0,80; 0,96$; $H = 0$ км; $P = 760$ мм рт. ст.; для кривых 6, 7, 9, 10 $k_{изл} = 0,20; 0,55; 0,80; 0,96$; $H = 0$ км, $P = 760$ мм рт. ст.; для кривых 5, 8 $k_{изл} = 0,20; 0,96$; $H = 6$ км; $P = 353,7$ мм рт. ст.).

Кривые 1—4 на рис. 9.6 для удельного теплового потока $\sigma_S = f(D_K)$ без учета теплоотдачи через теплоотводы согласуются с опытной кривой средних значений $\sigma_S = f(S_K)$ на рис. 9.3.

Для машин, которые не должны продолжительно работать при неподвижном роторе, удельный тепловой поток определяется по сумме потерь ΣP :

$$\sigma_S = \Sigma P / S_K. \quad (9.10)$$

Если удельный тепловой поток известен, то с учетом (9.5) — (9.8) может быть найдено приблизительное значение температуры обмотки статора: $\vartheta_S = \theta_S + \vartheta_{окр}$.

Для оценки превышения температуры ротора удобным показателем является удельный тепловой поток с поверхности ротора, Вт/см²:

$$\sigma_R = P_{мR} / S_R, \quad (9.11)$$

где $P_{мR}$ — потери в роторе, Вт; S_R — наружная поверхность ротора, см², $S_R = \pi D_R l_R + \pi D_R^2 / 4$.

В изготовленных машинах с полым ротором мощностью $P_{РН}$ до 10 Вт предельное значение удельного теплового потока $\sigma_{R\max} = 0,5$ Вт/см², а при $P_{РН}$ до 60 Вт $\sigma_{R\max} = 1$ Вт/см², в машинах с «беличьей клеткой» $\sigma_{R\max} = 1$ Вт/см².

Зная σ_R , можно найти примерный перепад температуры в воздушном зазоре:

$$\theta_\delta = \sigma_R \delta_1 / k_{т.в}, \quad (9.12)$$

где δ_1 — воздушный зазор между статором и ротором в ИДП, см (в ИДК $\delta = \delta_1$); $k_{т.в}$ — коэффициент теплопроводности воздуха, Вт/(град·см), при температуре воздуха вблизи ротора

$$\vartheta'_{окр} = \vartheta_R \text{ } ^\circ\text{C}; \quad k_{т.в} = 2,5 \cdot 10^{-4} + 0,7 \cdot 10^{-6} \vartheta'_{окр}.$$

Ориентировочное значение температуры ротора, $^\circ\text{C}$,

$$\vartheta_R = \theta_K + \theta_\delta + \vartheta_{окр} + (10 \div 15). \quad (9.13)$$

Зная тепловые нагрузки машины σ_S и σ_R , можно определить температуру нагрева обмоток статора и ротора.

ГЛАВА 10 ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНЫМИ ТИПАМИ РОТОРОВ

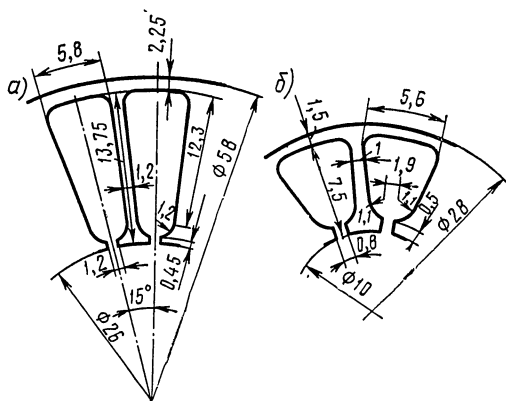
Результаты исследований гл. 3—9 позволяют проводить проектные расчеты вручную. Методику расчета проиллюстрируем на примерах двух двигателей с полым немагнитным ротором (ИДП) и с короткозамкнутым ротором типа «беличья клетка» (ИДК). Про-

ектный расчет ИД состоит из следующих этапов: составления технического задания (табл. 10.1); выбора относительных параметров схемы замещения и определения основных размеров машины

Т а б л и ц а 10.1. Техническое задание

Параметры	идп	идк
Расчетный пусковой момент $M_{к, Н·м}$	$313 \cdot 10^{-4}$	$44 \cdot 10^{-4}$
Схема включения	Конденсаторный ИД	Сдвиг схемой
Номинальное напряжение: сети U_c , В обмотки управления U_y , В	115 80	36 30
Частота сети f , Гц	400	400
Частота вращения при холостом ходе n_x , об/мин	7200	6000
Электромеханическая постоянная времени T_m , мс	< 25	< 30
Максимальная температура нагре- ва обмотки ϑ_s , °С	+130	+130
Температура окружающей среды $\vartheta_{окр}$, °С	+70	+60
Режим работы	Длительный	Длительный
Гарантийная наработка, ч	До 2500	До 3200
Дополнительные условия: отсутствие самохода	При разомкнутой обмотке управления	
нелинейность механической ха- рактеристики Δm	0,25	0,1
Тип ротора	Полый немагнит- ный	«Беличья клет- ка»
Исполнение	Закрытое	

a — полый немагнитный; *б* — «беличья клетка»



a — ИДП; *б* — ИДК

Т а б л и ц а 10.2. Выбор относительных параметров схемы замещения и определение основных размеров (рис. 10.1, 10.2)

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Число полюсов $2p$	—	$2p=6$	—	$2p=6$
Синхронная частота вращения n_c , об/мин	$60 \cdot f/p$	$60 \cdot 400/3=8000$	$60 \cdot f/p$	$60 \cdot 400/3=8000$
Коэффициент сигнала α	U_y/U_c	$80/115=0,695$	U_y/U_a	$30/36=0,833$
Расчетная электромагнитная мощность при пуске $P_{э.ко}$, Вт	$0,105 \cdot M_c n_c$	$0,105 \cdot 0,0313 \cdot 8000=26,3$	$0,105 M_c n_c k'_d$	$0,105 \cdot 0,0044 \cdot 8000 \times 1,5=5,6$
Относительное сопротивление взаимоиндукции	§ 4.3, 5.2	$\xi_m=0,7$	§ 4.3, 5.2	$\xi'_m=1,0$
Относительное активное сопротивление обмотки статора	§ 4.3, 5.2	$\rho_s=0,09$	§ 4.3 § 5.2	$\rho'_s=0,2$
Внутренний диаметр статора D , мм	§ 5.2	26	§ 5.3	$3,4 \sqrt{5,6/1}=8,3$, принимая $D=10$
Выбираем $k_D=D/D_n$, наружный диаметр листа статора D_n , мм	§ 5.2	$\frac{26}{0,45}=57,8 \approx 58$ 0,45	§ 5.6	0,36 $10/0,36=28$

Выбираем $k_{IR}=l_R/D$ $k_{IR \text{ мин}}$	—	—	$\frac{100P_{э,ко}}{\pi \sigma R_{доп} D^2} - 0,5$	$\frac{100 \cdot 5,6}{\pi \cdot 1 \cdot 10^2} - 0,5 = 1,28$ $k_{IR \text{ макс}} = 2,65$ $l'_{R \text{ мин}} = 1,28 \cdot 10 = 12,8$ $l'_{R \text{ макс}} = 2,65 \cdot 10 = 26,5$ Принимаем $l'_R = 26,5$
$k_{IR \text{ макс}}$ Длина ротора l_R , мм	§ 5.2 $k_{IR} D$	2,25 $2,25 \cdot 26 = 58,5$	§ 5.3 $k_{IR \text{ мин}} D$ $k_{IR \text{ макс}} D$	
Полусное деление τ , мм	$\pi D/(2p)$	$\pi \cdot 26/6 = 13,6$	$\pi D/(2p)$	$\pi \cdot 10/6 = 5,23$
Коэффициент $k_{\tau R \text{ мин}}$ » $k_{\tau R \text{ макс}}$	§ 5.2 $\frac{2b_R}{\tau}$	0,45	— $\frac{2b}{\tau}$	0,1 0,6
Коэффициент $k_{IS \text{ мин}}$ » $k_{IS \text{ макс}}$	—	—	$k_{IR \text{ мин}} - k_{\tau R \text{ макс}} \frac{\pi}{2p}$ $k_{IR \text{ макс}} - k_{\tau R \text{ мин}} \frac{\pi}{2p}$	$1,47 - 0,6 \cdot \frac{\pi}{6} = 1,16$ $2,6 - 0,1 \cdot \frac{\pi}{6} = 2,55$
$2b_R$ Длина пакета l_s , мм Принимаем	$Dk_{\tau R}$ $l_R - 2b_R$	13,6-0,45=6,12 58,5-6,12=52,38 $l_s \approx 52$	— $k_{IS \text{ макс}} D$	— $2,5 \cdot 10 = 25$ $l_s = 25$
Выбираем зазоры δ_1 , мм	Рис. 5.5	0,1	Рис. 5.12	0,04
Толщина: полога ротора Δ , мм дна $\Delta_{дн}$, мм	Рис. 5.5 § 5.2	0,3 2,5	— —	— —

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Длина ротора без dna l'_{R_1} , мм	$l_R - \Delta_{\text{ди}}$	$58,5 - 2,5 = 56$	—	—
Диаметр ротора: наружный D_R , мм внутренний $D_{R'}$, мм	$D - 2\delta_1$ $D_R - 2\Delta$	$26 - 2 \cdot 0,1 = 25,8$ $25,8 - 2 \cdot 0,3 = 25,2$	$D - 2\delta$	$10 - 2 \cdot 0,04 = 9,92$ —
Выбираем диаметр вала d_v , мм Длина вала l_v , мм	ГОСТ 12126—86 ГОСТ 12126—86	5 100	ГОСТ 12126—86 (7,24) ГОСТ 12126—86	4 50
Размеры ступицы: длина $l_{ст}$, мм толщина $a_{ст}$, мм	Из конструктивных соображений	$\frac{12,5}{2}$	— —	— —
Момент инерции J , $\text{кг} \cdot \text{м}^2$	(7.85)—(7.90)	$1,1 \frac{\pi}{32} [(25,8^4 - 25,2^4) \times$ $\times 2,6 \cdot (58,5 - 2,5) +$ $+ (25,8^4 - 5^4) \cdot 2,6 \times$ $\times 2,5] 10^{-12} =$ $= 0,933 \cdot 10^{-6}$	(7.91)	$0,785 [9,92^4 \cdot 26,5 +$ $+ 4^4 \cdot (50 - 26,5)] \times$ $\times 10^{-12} = 0,203 \cdot 10^{-6}$
Электромеханическая постоянная времени T_m , мс	(4.31)	$\frac{0,933 \cdot 10^{-6} \cdot \pi \cdot 0,9}{30} \times$ $\times \frac{8000 \cdot 10^3}{0,0313} = 22,5 <$	(4.31)	$\frac{0,203 \cdot 10^{-6} \cdot \pi \cdot 0,75}{30} \times$ $\times \frac{8000 \cdot 10^3}{0,0044} = 26 < 30$

Вылет лобовых частей обмотки статора (двухсторонний) Коэффициент вылета k_{τ}	§ 5.2 $k_{\tau} \cdot \tau$	2,1 $2,1 \cdot 13,6 = 28,56$ Принимаем $l_{ал} = 28$	§ 5.2 $k_{\tau} \cdot \tau$	2 $2,1 \cdot 5,23 = 10,98$ Принимаем $l_{ал} = 11$
Вылет $l_{ал}$, мм				
Принимаем толщину крышки $a_{кр}$, мм	§ 7.5	4	§ 7.5	1
Принимаем расстояние между лобовой частью обмотки и крышкой $\delta_{кр}$, мм	§ 7.5	4,5	§ 7.5	4
Длина корпуса машины l_k , мм Толщина стенки Δ_k , мм Диаметр корпуса D_k , мм	§ 7.5 $D_H + 2\Delta_k$	$52 + 28 + 2 \cdot (4 + 4,5) = 97$ $2,5$ $58 + 2 \cdot 2,5 = 63$	§ 7.5 $D_H + 2\Delta_k$	$25 + 11 + 2 \cdot 1 + 2 \cdot 4 = 46$ 1 $28 + 2 \cdot 1 = 30$
Наружная поверхность корпуса машины S_k , см ²	$\pi D_k \left(l_k + \frac{D_k}{2} \right)$	$\pi \cdot 63 (97 + 63/2) \times 10^{-2} = 254,2$	$\pi D_k \left(l_k + \frac{D_k}{2} \right)$	$\pi \cdot 30 \cdot (46 + 30/2) \times 10^{-2} = 57,5$
Относительное сопротивление рассеяния ξ_s	§ 5.2	0,19	§ 5.3	$\xi'_s = 0,6$
Коэффициент использования при круговом поле в режиме пуска $\eta_{ко}$	(4.7)	$\frac{1}{1 + 0,09 \frac{1 + 0,72}{0,72}} = 0,785$	(4.7)	$\frac{1}{1 + 0,2 \frac{1 + 1,2}{1,2}} = 0,71$
Подводимая мощность при пуске $P_{ско}$, Вт	$\frac{P_{э,ко}}{\eta_{ко}}$	$\frac{26,3}{0,785} = 33,4$	$\frac{P_{э,ко}}{\eta_{ко}}$	$\frac{6,2}{0,71} = 8,73$
Предварительно удельный тепловой поток σ_s , Вт/см ²	$\frac{P_{ск}}{S_k}$	$\frac{33,4}{254,2} = 0,131$	$\frac{P_{ск}}{S_k}$	$\frac{8,73}{57,5} = 0,15$

Т а б л и ц а 10.3. Определение размеров листа статора (см. рис. 10.2)

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Выбираем число пазов на полюс и фазу q	Табл. 7.1	2	Табл. 7.1	1
Число пазов статора Z_s	$Z_s = 2pq$	$2 \cdot 3 \cdot 2 = 24$	$Z_s = 2pq$	$2 \cdot 3 \cdot 2 = 12$
То же, ротора Z_r	—	—	Табл. 7.2	20
Тип обмотки	§ 7.2	Двухслойная с укорочением $3/4$	§ 7.2	Двухслойная с диаметральной шагом 1
Укорочение шага β	$\frac{y}{\tau}$		$\frac{y}{\tau}$	
Выбираем: высоту спинки статора $h_{ас}$, мм ширину зубца b_{zs} , мм	Табл. 7.3	2,25 1,2	Табл. 7.3	1,5 0,94
Форма паза	§ 7.1	Полуовальная	§ 7.1	Полуовальная
Выбираем размеры пазовой щели: ширину $b_{мс}$, мм высоту $h_{мс}$, мм Высота клина $h_{кл}$, мм	§ 7.1 § 7.1 Рис. 6.4	1,2 0,45 0,45	§ 7.1 § 7.1 Рис. 6.4	0,8 0,5 0,35
Пазовая изоляция	Рис. 6.4	Фторопласт, $\Delta = 0,1$ мм	Рис. 6.4	Фторопласт, $\Delta = 0,1$ мм
Эскиз листа статора	—	Рис. 10.2, а	—	Рис. 10.2, б

Высота паза $h_{пс}$, мм	Табл. 7.4	$\frac{58 - 26 - 2 \cdot 2,25}{2} = 13,75$	Табл. 7.4	$\frac{28 - 10 - 2 \cdot 1,5}{2} = 7,5$
Радиус закругления клиновой части паза r_1 , мм	Рис. 7.1, в	1,2	Рис. 7.1, в	$r_2 = 1,1; b_3 = 1,9$
Размеры по высоте паза:				
h_2 , мм	Рис. 7.1	$1,0$	Рис. 7.1	$7,5 - (1,1 + 0,5) = 5,9$
h_{12} , мм	Табл. 7.4	$13,75 - (1 + 0,45) = 12,3$	Табл. 7.4	
Размеры по ширине паза:				
$d_1 = 2r_1$, мм	Табл. 7.4	$2 \cdot 1,2 = 2,4$	$2r_2 + b_3$	$2 \cdot 1,1 + 1,9 = 4,1$
b_2 , мм		$\frac{\pi \cdot (58 - 2 \cdot 2,25)}{24} -$ $- 1,2 = 5,8$	Табл. 7.4	$\frac{\pi (28 - 2 \cdot 1,5)}{12} -$ $- 0,94 = 5,6$
Площадь паза в свету (без учета щели) $S_{пс}$, мм ²	Табл. 7.4 $S_{сегмента} = 0,735$ (по эскизу паза)	$\frac{12,3 (2,4 + 5,8) + \pi \cdot 1,2^2}{2} -$ $- 0,735 = 52$	Табл. 7.4 $S_{сегмента} = 3$ (по эскизу паза)	$\frac{5,9 (5,6 + 4,1) + \pi \cdot 1,1^2}{2} +$ $+ 1,1 \cdot 1,9 - 3 = 29,6$
Площадь листа статора $S_{лс}$, мм ²	$\frac{\pi}{4} (D_n^2 - D^2)$	$\frac{\pi}{4} (58^2 - 26^2) = 2180$	$\frac{\pi}{4} (D_n^2 - D^2)$	$\frac{\pi}{4} (28^2 - 10^2) = 536,9$
Площадь, занимаемая пазами $\Sigma S_{пс}$, мм ² (с учетом щели)	—	$24 (52 + 1,2 \cdot 0,45) = 1260$	—	$12 (29,6 + 0,8 \cdot 0,5) = 360$
Коэффициент использования листа статора k_n	$\frac{S_{пс}}{S_{лс}}$	$\frac{1260}{2180} = 0,58$	$\frac{S_{пс}}{S_{лс}}$	$\frac{360}{536,9} = 0,67$

Т а б л и ц а 10.4. Предварительное определение относительных параметров

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Обмоточный коэффициент k_o	Табл. 7.5	$\frac{0,707}{2 \cdot \sin(45^\circ/2)} \times \sin(0,75\pi/2) = 0,85$	Табл. 7.5	$\frac{0,707}{1 \cdot \sin(45^\circ/1)} = 1$
Зубцовое деление статора Z_{zs} , мм	$\pi D/Z_s$	$\frac{\pi \cdot 26}{24} = 3,4$	$\pi D/z_s$	$\frac{\pi \cdot 10}{12} = 2,62$
Коэффициент воздушного зазора: $k_{\delta S}$	Табл. 4.1	$5 + \frac{1,2}{0,5} = 5 + 2,4 = 7,4$	Табл. 4.1	$5 + \frac{0,8}{0,04} = 5 + 20 = 25$
		$5 + \frac{1,2}{0,5} \cdot \frac{3,4}{3,4} = 5 + 1,13 = 6,13$		$5 + \frac{0,8}{0,04} \cdot \frac{2,62}{2,62} = 5 + 1,32 = 6,32$
$k_{\delta R}$	—	—	Табл. 4.1	$5 + \frac{0,6}{0,04} = 5 + 15 = 20$
k_{δ}	Табл. 4.1	1,13		$5 + \frac{0,6}{0,04} \cdot \frac{1,56}{1,56} = 5 + 1,4 = 6,4$
Число пазов, занятых каждой фазой, $Z_s/2$	—	$24/2 = 12$	—	$\frac{12}{2} = 6$
Принимаем коэффициент заполнения паза медью $k_{3,r}$	$U_{\pi} \cdot S_s/S_{\pi s}$	0,25	$U_{\pi} \cdot S_s/S_{\pi s}$	0,2

Площадь меди в пазу ($w_y S_y$), мм ²	$\frac{(S_{\pi Z_{SY}}) k_{3r}}{2}$	$\frac{(52 \cdot 12) 0,25}{2} = 78,1$	$\frac{(S_{\pi Z_{SY}}) k_{3r}}{2}$	$\frac{(29,6 \cdot 6) 0,2}{2} = 17,76$
Длина витка обмотки статора l_w , мм	$2(l_s + 1,7 \cdot \beta \cdot \tau)$	$2(52 + 1,7 \cdot 0,75 \cdot 13,6) = 139$	$2(l_s + 2,8 \tau)$	$2(25 + 2,8 \cdot 5,23) 10^{-1} = 79,3$
Принимаем коэффициент использования ротора, k_{nR}	—	—	§ 5.3	0,145
Площадь паза ротора S_{nR} , мм ²	—	—	$\frac{\pi D_R^2}{4Z_R} k_{nR}$	$\frac{\pi \cdot 9,922}{4 \cdot 20} 0,145 = 0,576$
Диаметр вала под пакег ротора $d_{вп}$, мм	—	—	(7.24)	$0,5 \cdot 9,92 \approx 5$
Размеры стержня: ширина b_{nR} , мм	—	—	$\sqrt{\frac{2\pi \cdot S_{nR}}{Z_R}}$	$\sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot 0,576}{20}} = 0,4$
высота h_{nR} , мм	—	—	$\frac{S_{nR}}{b_{nR}}$	Из условий технологии принимаем $b_{nR} = 0,6$ $\frac{0,576}{0,6} = 0,96$
Зубцовое деление ротора t_{ZR} , мм	—	—	$t_{ZR} = \frac{\pi D_R}{Z_R}$	$\frac{\pi \cdot 9,92}{20} = 1,56$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Скос пазов $\beta_{ск}$	—	—	(7.12)	Выбираем 1,75
Коэффициент скоса $k_{ск} = k_{ор}$	—	—	(7.13)	$\sin \left(\frac{\pi \cdot 3}{20} 1,75 \right) = 0,89$ $\frac{\pi \cdot 3}{20} 1,75$
Размеры короткозамкнутого кольца: b , мм a , мм	—	—	(7.21) (7.22)	1 1,17
Диаметр короткозамкнутого кольца $D_{к.з}$, мм	—	—	$D_R - h_{нR}$	$(9,92 - 0,96) \approx 9$
Коэффициент увеличения сопротивления ротора k_r (ИДП); k_R (ИДК)	Табл. 3.1	$\sigma_l = \frac{\pi \cdot 52}{13,6} = 12;$ $\sigma_b = th \frac{\pi \cdot 3,25}{13,6} = 0,608;$ $B_o = 12 (\text{cth} 12 + 0,608) - 1 = 18,3;$ $k_r = 1 + \frac{1}{18,3} = 1,05$	(7.23)	$1 + \frac{10 \cdot 9 \cdot 0,94 \cdot 0,145}{8 \cdot 2,5 \cdot 33 \cdot 1 \cdot 1,17} = 1,06$

Относительное сопротивление взаимной индукции ξ_m при $\vartheta_s = 130^\circ\text{C}$, $\vartheta_R = 155^\circ\text{C}$	Табл. 4.1	$\frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 0,3 \cdot 2,62}{1,05 \cdot 0,045 \cdot 0,5 \cdot 1,13} \times$ $\frac{\times}{1,1 \cdot 3^2} = 0,61$	Табл. 4.1	$\frac{0,493 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 0,892}{0,0435 \cdot 1,06 \cdot 0,04 \cdot 1,86} \times$ $\frac{\times}{0,145 \cdot 0,94 \cdot 10^3} = 0,69$
Коэффициенты магнитной проводимости для потоков рассеяния статора: лобовой части $\lambda_{л\sigma}$	§ 4.2	$\frac{0,14 \cdot 0,75 \cdot 24}{3^2 \cdot 2} = 0,142$	§ 4.2	$\frac{0,25 \cdot 12}{3^2 \cdot 2 \cdot 5} = 0,133$
дифференциального $\lambda_{л\Delta}$	§ 4.2	$\frac{0,5}{5 \cdot \frac{0,5}{1,2}} = 0,312$ $5 + 4 \cdot \frac{0,5}{1,2}$	§ 4.2	$\frac{0,185 \cdot 10}{12 \cdot 0,04 \cdot 1,86} = 2,07$
пазового $\lambda_{л\pi}$	§ 4.2	$\left(\frac{1}{4} + \frac{3 \cdot 3}{4 \cdot 4} \right) \frac{2 \cdot 12 \cdot 3}{3(2,4 + 5,8)} +$ $+ \frac{3}{4} \left(0,785 + \frac{3 \cdot 0,45}{4 \cdot 1,2} \right) =$ $= 1,686$	§ 4.2	$0,06 \cdot 12 + 1,2 = 1,92$
суммарный $\Sigma \lambda = \lambda_{л\sigma} + \lambda_{л\Delta} + \lambda_{л\pi}$	§ 4.2	$0,142 + 0,312 + 1,686 =$ $= 2,14$	§ 4.2	$0,133 + 2,07 + 1,92 = 4,13$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Относительное индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора ξ_s	Табл. 4.1	$\frac{24,8 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 26 \times 0,045 \cdot 0,852 \cdot 1,05 \times \times 0,3 \cdot 2,14}{24} = 0,24$	Табл. 4.1	$\frac{6,2 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 0,892 \times 0,045 \cdot 12,1,06 \times \times 0,94 \cdot 0,145 \cdot 10^2}{\times 12} \times \times 4,13 \approx 0,2$
Коэффициенты магнитной проводимости рассеяния ротора: $\lambda_{\alpha R}$	—	—	§ 4.2	$\frac{0,05 \cdot 20}{32 \cdot 2,5} = 0,04$
Относительное активное сопротивление обмотки статора ρ_s при $\theta_s = 130^\circ\text{C}$ и $\vartheta_n = 155^\circ\text{C}$	Табл. 4.1	$\frac{4 \cdot 2,56 \cdot 10^{-2} \cdot 0,3 \times 4,5 \cdot 10^{-2} \cdot 0,852 \cdot 1,05 \cdot 0,58 \times \times 1,33 \cdot 1}{\times 0,25 \cdot 26 \left(\frac{1}{0,452} - 1 \right)} \approx \approx 0,08$	Табл. 4.1	$\frac{0,0256 \cdot 0,892 \cdot 1,65 \cdot 0,94}{0,045 \cdot 12 \cdot 1,06 \cdot 0,67} \times \times \frac{0,145}{0,2 \left(\frac{1}{0,362} - 1 \right)} = 0,11;$
$k_S = \frac{l_w}{2l_S}$		$\frac{139}{2 \cdot 52} = 1,33$		$1 + 3,145 \frac{\pi}{6 \cdot 2,5} = 1,65$ $0,85 \left(1 + \frac{1}{0,36} \right) = 3,145$

$\lambda_{\pi R}$	—	—	§ 4.2	$\frac{0,264 \cdot 10}{20 \cdot 0,04 \cdot 1,86} \times$
$\lambda_{\pi R}$	—	—		$\times (1 + 0,8 \cdot 1,75^2) = 6,12$
суммарный $\Sigma \lambda$	—	—		$0,02 \cdot 20 = 0,4$ $0,04 + 6,12 + 0,4 = 6,56$
Относительное индуктивное сопротивление рассеяния ротора ξ_R	—	—	Табл. 4.1	$\frac{6,2 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 0,145 \cdot 10^2}{0,045 \cdot 1,06 \cdot 20} \times$
Коэффициент c'	—	—	$c' = 1 + \frac{\xi_R}{\xi_m}$	$\times 6,56 = 0,26$ $1 + \frac{0,26}{0,69} = 1,38$
Относительное индуктивное сопротивление рассеяния преобразовательной схемы замещения ξ'_s	—	—	$\xi_s(c')^2 + \xi_{RC'}$	$0,2 \cdot 1,38^2 + 0,26 \cdot 1,38 =$ $= 0,64$
Относительное сопротивление взаимоиндукции преобразовательной схемы замещения ξ'_m	—	—	$\xi_m c'$	$0,69 \cdot 1,38 = 0,95$
Сопротивление разветвления при пуске: реактивное $\xi'_{R_{Y,K}}$ активное $\rho'_{R_{Y,K}}$	—	—	$\frac{\xi'_m}{1 + \xi_m'^2}$ $\xi'_m \cdot \xi'_{R_{Y,K}}$	$\frac{0,95}{1 + 0,95^2} = 0,5$ $0,95 \cdot 0,5 = 0,48$
Относительное активное сопротивление обмотки статора в преобразовательной схеме замещения ρ'_s	—	—	$\rho_s(c')^2$	$0,11 \cdot 1,38^2 = 0,21$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Относительное сопротивление фазы управления при пуске:				
активное $\rho_{у.к}$	$\rho_s + \rho'_{R_{у.к}}$	$0,08 + 0,27 = 0,35$	$\rho_s + \rho'_{R_{у.к}}$	$0,21 + 0,48 = 0,69$
реактивное $\xi_{у.к}$	$\xi_s + \xi'_{R_{у.к}}$	$0,202 + 0,435 = 0,64$	$\xi'_s + \xi'_{R_{у.к}}$	$0,64 + 0,5 = 1,14$
полное $\gamma_{у.к}$	$\sqrt{\rho_{у.к}^2 + \xi_{у.к}^2}$	$\sqrt{0,35^2 + 0,64^2} = 0,735$	$\sqrt{(\rho'_{у.к})^2 + (\xi'_{у.к})^2}$	$\sqrt{0,69^2 + 1,14^2} = 1,33$
Активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке управления, Ом:				
$r'_{R_{у}}$		—	$\frac{2U_{\text{в}}^2 \alpha_0' \rho_{R_{у.к}}}{P_{\text{э.к}} \gamma_{у.к}^2}$	$\frac{2 \cdot 362 \cdot 0,833^2 \cdot 0,48}{6,2 \cdot (1,33)^2} = 78,8$
$r'_{R_{у}}$	$\frac{2U_{\text{с}}^2 \alpha_0' \rho_{R_{у.к}}}{P_{\text{э.к}} \gamma_{у.к}^2}$	$\frac{2 \cdot 1152 \cdot 0,695^2 \cdot 0,27}{26,3 \cdot 0,735^2} = 242$	$r'_{R_{у}} (c')^2$	$78,8 \cdot (1,38)^2 = 150$
Эффективный коэффициент сигнала $\alpha_{\text{ео}}$	Табл. 5.1	$\frac{0,64}{0,35} = 1,86$	Сдвиг схемой	1
Коэффициент трансформации k	$\alpha_{\text{ео}}/\alpha$	$\frac{1,86}{0,695} = 2,68$	$1/\alpha$	$1/0,833 = 1,2$

Оба примера расчета сведены в единые таблицы. В них указаны номера формул и рисунков, используемых для расчета, и приведены сами расчеты. Рассчитываются конденсаторный ИДП и ИДК при сдвиге напряжений схемой. Примеры позволяют выявить особенности расчетов, связанные с типом ротора и схемным решением.

Расчет электромеханических характеристик проводится при температуре обмотки статора $\vartheta_s = 130^\circ\text{C}$ вначале без учета потерь в стали, что существенно упрощает формулы. Потери в стали учитываются в дальнейшем с помощью добавочных токов в обмотках статора и при определении потерь и КПД.

Влияние потерь в стали ИД на его характеристики можно проследить по данным табл. 10.10—10.12. Так как индукции в ИД сравнительно невелики, и машины изготавливаются из электротехнических сталей с относительно малыми удельными потерями, то и влияние потерь в стали мало. В примерах потери в стали составляют примерно 6% от суммарных потерь и увеличивают токи в обмотках менее чем на 2%. Таким образом, ручной расчет электромеханических характеристик (за исключением определения КПД) в ряде случаев может проводиться без учета потерь в стали.

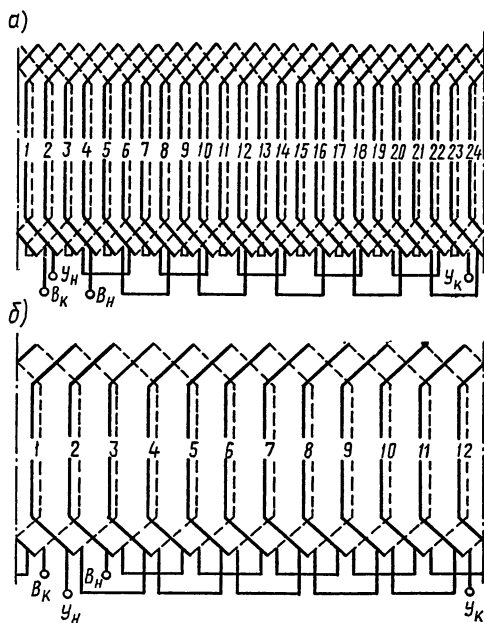


Рис. 10.3. Двухслойные двухфазные обмотки:

а — для ИДП: $Z_s = 24$, $2p = 6$, $q = 2$, $\beta = 3/4$; б — для ИДК: $Z_s = 12$, $2p = 2$, $q = 1$

Т а б л и ц а 10.5. Определение обмоточных данных, уточненных относительных параметров, расчет пускового режима при круговом поле (рис. 10.3)

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Число витков обмотки У w_{sy}	(7.31)	$\sqrt{\frac{242 \cdot \pi \cdot 26 \cdot 0,3 \cdot 10^3}{2 \cdot 4 \cdot 0,852 \cdot 0,045 \cdot 52 \cdot 1,05}} = 650;$ принимаем $w_{sy} = 648$	(7.32)	$9,9 \cdot \frac{10 \cdot 0,89}{1} \times \sqrt{\frac{150 \cdot 0,145}{0,045 \cdot 26 \cdot 5 \cdot 1,06}} = 365;$ принимаем $w_{sy} = 366$
Сечение проводника обмотки У S_y , мм ² Марка провода ГОСТ 160.505.001—80 Выбираем сечение провода обмотки У: без изоляции S_y , мм ² с изоляцией S_{yn} , мм ² диаметр провода: без изоляции d_y , мм с изоляцией d_{yn} , мм	$\frac{(w_{sy} \cdot S_y)}{w_{sy}}$ Табл. П.1.4	$78,1/648 = 0,12$ ПЭВ-2 0,1134 0,1521 0,38 0,44	$\frac{(w_{sy} \cdot S_y)}{w_{sy}}$ Табл. П.1.4	$17,76/366 = 0,0485$ 0,01539×3 0,0227×3 0,14 0,17
Число проводников в пазу u_y	$\frac{w_{sy}}{pq}$	$\frac{648}{3 \cdot 2} = 108$	$\frac{w_{sy}}{pq}$	$\frac{366 \cdot 3}{3} = 366$

Коэффициент за- полнения паза k_{zu}	$\frac{(7.37)}{S_{yu}u_{ny}} \cdot S_n$	$\frac{0,152 \cdot 108}{52} = 0,316$	$\frac{S_{yu}u_{ny}}{S_n}$	$\frac{0,0227 \cdot 366}{29,6} = 0,28$
Активное сопротив- ление обмотки $\dot{U}$ при $\theta_s = 130^\circ C$ r_{sy} , Ом**	§ 8.2	$\frac{0,0256 \cdot 648 \cdot 139}{0,1134} 10^{-3} = 19,5$	§ 8.2	$\frac{0,0256 \cdot 366 \cdot 79,3}{3 \cdot 0,01539} 10^{-3} = 16,1$
Индуктивное со- противление рассея- ния обмотки x_{sy} , Ом	§ 8.2	$\frac{0,632 \cdot 10^{-7} \cdot 52 \cdot 400 \cdot 648^2}{24} 2,14 =$ $= 49$	§ 8.2	$\frac{0,632 \cdot 10^{-7} \cdot 400 \cdot 25}{12} 366^2 \cdot 4,13 =$ $= 29,1$
Сопротивление взаимной индукции x_{my} , Ом	§ 8.2	$\frac{1,6 \cdot 10^{-9} \cdot \pi \cdot 0,852 \cdot 648^2}{1,1 \cdot 1,13 \cdot 0,5 \cdot 3^2} \times$ $\times 400 \cdot 26 \cdot 52 = 147$	§ 8.2	$\frac{1,6 \cdot 10^{-9} \cdot \pi \cdot 1 \cdot 366^2}{1,1 \cdot 1,86 \cdot 0,04 \cdot 3^2} 400 \cdot 10 \cdot 25 =$ $= 91,4$
Индуктивное сопро- тивление рассеяния ротора x_R , Ом	§ 8.2	—	§ 8.2	$\frac{0,632 \cdot 10^{-7} \cdot 400 \cdot 366^2}{20 \cdot 0,89^2} \times$ $\times 26 \cdot 5 \cdot 12 \cdot 6,56 = 37,2$
Активное сопротив- ление ротора, приве- денное к обмотке $\dot{U}$, r_{Ry} , Ом	Табл. 4.1	$\frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 (648 \cdot 0,85)^2 \cdot 0,045}{\pi \cdot 26 \cdot 0,3} \times$ $\times 52 \cdot 1,05 = 242$	Табл. 4.1	$\frac{32 \cdot 10^{-3} \cdot 366^2 \cdot 0,045}{\pi \cdot 102 \cdot 0,145 \cdot 0,89^2} 26 \cdot 5 \cdot 1,06 =$ $= 150,2$
Относительное ак- тивное сопротивление статора ρ_s , о. е.	$\frac{r_{sy}}{r_{Ry}}$	$19,5/242 = 0,08$	$\frac{r_{sy}}{r_{Ry}}$	$16,1/150,2 = 0,11$
Относительное ин- дуктивное сопротив- ление статора ξ_s , о. е.	$\frac{x_{sy}}{r_{Ry}}$	$49/242 = 0,202$	$\frac{x_{sy}}{r_{Ry}}$	$29,1/150,2 = 0,19$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Относительное сопротивление взаимной индукции ξ_m , о. е.	$\frac{x_{my}}{r_{Ry}}$	147/242=0,61	$\frac{x_{my}}{r_{Ry}}$	91,4/150,2=0,61
Относительное индуктивное сопротивление рассеяния ротора ξ_R		—	$\frac{x_{Ry}}{r_{Ry}}$	37,2/150,2=0,24
Коэффициент c'			$1 + \frac{\xi_R}{\xi_m}$	$1 + \frac{0,24}{0,61} = 1,39$
Относительные сопротивления преобразования: ξ'_m ρ'_s ξ'_s γ_s	—	— — — —	$\frac{\xi_m c'^2}{\xi_s (c')^2 + \xi_R c'} \cdot \frac{\rho'_s (c')^2}{\sqrt{(\rho'_s)^2 + (\xi'_s)^2}}$	$\frac{0,61 \cdot 1,39 = 0,85}{0,11 \cdot 1,39^2 = 0,21}$ $\frac{0,19 \cdot 1,39^2 + 0,24 \cdot 1,39 = 0,7}{\sqrt{0,21^2 + 0,70^2} = 0,73}$
Активное сопротивление ротора r'_{Ry} , Ом			$r_{Ry}/(c')^2$	150,2/1,39^2=77,7
Активное сопротивление разветвления $\rho'_{Ry.k}$, о. е.*	$\frac{\xi_m^2}{1 + \xi_m^2}$	$\frac{0,61^2}{1 + 0,61^2} = 0,27$	$\frac{\xi_m'^2}{1 + \xi_m'^2}$	$\frac{0,85^2}{1 + 0,85^2} = 0,42$
Реактивное сопротивление разветвления $\xi'_{Ry.k}$, о. е.*	$\frac{\xi_m}{1 + \xi_m^2}$	$\frac{0,61}{1 + 0,61^2} = 0,438$	$\frac{\xi_m'}{1 + \xi_m'^2}$	$\frac{0,85}{1 + 0,85^2} = 0,49$

Активное сопротивление фазы Y при пуске $\rho_{Y,K}$, о. е.*	$\rho_s + \rho'_{RY,K}$	$0,08 + 0,27 = 0,35$	$\rho' s + \rho'_{RY,K}$	$0,21 + 0,42 = 0,63$
Реактивное сопротивление фазы Y при пуске $\xi_{Y,K}$, о. е.*	$\xi_s + \xi'_{RY,K}$	$0,202 + 0,438 = 0,64$	$\xi' s + \xi'_{RY,K}$	$0,70 + 0,49 = 1,19$
Полное сопротивление фазы Y при пуске $\gamma_{Y,K}$, о. е.*	$\sqrt{\rho'^2_{Y,K} + \xi'^2_{Y,K}}$	$\sqrt{0,35^2 + 0,64^2} = 0,735$	$\sqrt{\rho'^2_{Y,K} + \xi'^2_{Y,K}}$	$\sqrt{0,63^2 + 1,19^2} = 1,35$
Коэффициент мощности фазы Y при пуске $\cos \varphi_{Y,K}$ *	$\frac{\rho_{Y,K}}{\gamma_{Y,K}}$	$0,35/0,735 = 0,477$	$\frac{\rho_{Y,K}}{\gamma_{Y,K}}$	$0,63/1,35 = 0,47$
Уточненный эффективный коэффициент сигнала α_{eo} *	$\frac{\xi_{Y,K}}{\rho_{Y,K}}$	$0,64/0,35 = 1,83$	—	1 (сдвиг схемой)
Ток управления при пуске $I_{Y,K}$, А	$\frac{U_Y}{r_{RY} \gamma_{Y,K}}$	$\frac{80}{242 \cdot 0,735} = 0,45$	$\frac{U_Y}{r'_{RY} \gamma_{Y,K}}$	$\frac{30}{77,7 \cdot 1,35} = 0,29$
Электромагнитная мощность при пуске $P_{э,ко}$, Вт	$2I'^2_{Y,ко} r'_{RY} \rho'_{RY,K}$	$2 \cdot 0,45^2 \cdot 242 \cdot 0,27 = 26,4$	$2I'^2_{Y,ко} r'_{RY} \rho'_{RY,K}$	$2 \cdot 0,29^2 \cdot 77,7 \cdot 0,42 = 5,5$
Пусковой момент $M_{ко}$, Н·м	$\frac{30 P_{э,ко}}{n_c \pi}$	$\frac{30 \cdot 26,4}{8000 \cdot \pi} = 315 \cdot 10^{-4}$	$\frac{30 P_{э,ко}}{n_c \pi k'_{Y,Y}}$	$\frac{30 \cdot 5,5}{8000 \cdot \pi \cdot 1,5} = 44 \cdot 10^{-4}$
Коэффициент использования без учета потерь в стали $\eta_{ко}$	$\frac{\rho'_{RY,K}}{\rho_{Y,K}}$	$0,27/0,35 = 0,77$	$\frac{\rho'_{RY,K}}{\rho_{Y,K}}$	$0,42/0,63 = 0,67$
Подводимая мощность при пуске $P_{ско}$, Вт	$\frac{P_{э,ко}}{\eta_{ко}}$	$26,4/0,77 = 34,4$	$\frac{P_{э,ко}}{\eta_{ко}}$	$5,5/0,67 = 8,21$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Удельный тепловой поток при пуске σ_s , Вт/см ²	$\frac{P_{S_{\text{ко}}}}{S_{\text{к}}}$	34,4/254=0,136	$\frac{P_{S_{\text{ко}}}}{S_{\text{к}}}$	8,21/57,5=0,14
ЭДС при пуске и круговом поле $E_{y,\text{ко}}$, В	$I_{y,\text{ко}} \sigma'_{Ry} \gamma'_{Ry \text{ к}}$	0,45·242·0,515=56,4	$I_{y,\text{ко}} \sigma'_{Ry} \times \sqrt{\frac{\gamma'^2}{\rho_{Ry,\text{к}} + \xi_{Ry,\text{к}}^2}}$	$0,29 \cdot 77,7 \sqrt{0,49^2 + 0,49^2} = 14,5$
Коэффициент k_E	$E_{y,\text{ко}}/U_y$	56,4/80=0,705	$E_{y,\text{ко}}/U_y$	14,5/30=0,48
Уточненный коэффициент трансформации k	$\frac{\alpha_{\text{eo}}}{\alpha_0}$	1,83/0,695=2,63	$\frac{\alpha_{\text{eo}}}{\alpha_0}$	1/0,833=1,2
Число витков обмотки возбуждения $w_{\text{св}}$	$k w_{sy}$	2 63·648=1700 Принимаем 1704	$k w_{sy}$	1,2·366=439,2 Принимаем $w_{\text{св}}=438$
Число проводников в пазу $u_{\text{пв}}$	$\frac{w_{\text{св}}}{pq}$	$\frac{1704}{3 \cdot 2} = 284$	$\frac{w_{\text{св}}}{pq}$	$\frac{438}{3 \cdot 1} = 146$
Сечение проводника обмотки В $S_{\text{в}}$, мм ² Выбираем сечение провода обмотки В: без изоляции $S_{\text{в}}$, мм ² с изоляцией $S_{\text{вн}}$, мм ²	S_y/k Табл. П.1.4	0,1134/2,63=0,0432 0,0415 0,0616	S_y/k Табл. П. 1.4	0,04617/1,2=0,0385 0,01265 0,01886

диаметр провода: без изоляции $d_{в,}$ мм	0,23			0,125
с изоляцией $d_{ви,}$ мм	0,28			0,155
Коэффициент за- полнения паза обмот- кой В $k_{з и}$	$\frac{0,0616 \cdot 284}{52} = 0,335$	$\frac{S_{вн} U_{пв}}{S_{п}}$	$\frac{S_{вн} U_{пв}}{S_{п}}$	$\frac{0,01886 \cdot 3 \cdot 146}{29,6} = 0,27$
Активное сопротив- ление обмотки В при $\phi_S = 130^{\circ}C$ $r_{св,}$ Ом**	$\frac{0,0256 \cdot 1704 \cdot 139 \cdot 10^{-3}}{0,0415} = 147$	§ 8.2	§ 8.2	$\frac{0,0256 \cdot 438 \cdot 79,3}{0,01265 \cdot 3} 10^{-3} = 23,4$
Активное сопротив- ление фазы В при пуске $r_{в к,}$ Ом	$147 + 2,63^2 \cdot 242 \cdot 0,27 = 597$	$r_{св} + r'_{Рв,к}$	$r_{св} + r'_{Рв,к}$	$23,4 + 1,2^2 \cdot 77,7 \cdot 0,42 = 70,4$
Емкостное сопро- тивление конденсато- ра $x_C,$ Ом	$k^2 r_{Ry} \frac{\gamma_{y,к}^2}{\xi_{y,к}} = 1390$		—	—
Емкость конденса- тора, $C_0,$ мкФ	$\frac{10^6}{2\pi f x_C}$	$\frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 1390} = 0,3$	—	—
Относительное ем- костное сопротивле- ние $\xi_{с0}$	$\frac{x_C}{k^2 r_{Ry}}$	$\frac{1390}{2,63^2 \cdot 242} = 0,83$	—	—
Полная мощность управления при пу- ске $S_{y,к}$ Вт	$\frac{P_{S_{к0}}}{2 \cos \phi_{y,к0}}$	$\frac{34,4}{2 \cdot 0,447} = 36$	$\frac{P_{S_{к0}}}{2 \cos \phi_{y,к0}}$	$\frac{8,21}{2 \cdot 0,47} = 8,73$
Активная мощность управления при пуске $P_{y,к0},$ Вт	$\frac{P_{S_{к0}}}{2}$	$34,4/2 = 17,2$	$\frac{P_{S_{к0}}}{2}$	$8,21/2 = 4,11$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Реактивное сопротивление цепи возбуждения при пуске $x_{в.к}, \text{ Ом}$	$k^2 r_{\text{р}} \xi_{\text{в.к}} - x_{\text{со}}$	$2,63^2 \cdot 242 \cdot 0,64 - 1390 = -320$	$k^2 r'_{\text{р}} \xi_{\text{в.к}}$	$1,2^2 \cdot 77,7 \cdot 1,19 = 133,2$
Полное сопротивление цепи возбуждения при пуске $Z_{в.к}, \text{ Ом}$	$\sqrt{r_{в.к}^2 + x_{в.к}^2}$	$\sqrt{597^2 + 320^2} = 677$	$\sqrt{r_{в.к}^2 + x_{в.к}^2}$	$\sqrt{70,4^2 + 133,2^2} = 150,7$
Ток возбуждения при пуске $I_{в.к}, \text{ А}$	$U_c / Z_{в.к}$	$115 / 677 = 0,17$	$U_{в.к} / Z_{в.к}$	$36 / 150,7 = 0,24$
Полная мощность возбуждения при пуске $S_{в.к}, \text{ Вт}$	$U_c I_{в.к}$	$115 \cdot 0,17 = 19,5$	$U_{в.к} I_{в.к}$	$36 \cdot 0,24 = 8,64$
Коэффициент мощности цепи возбуждения при пуске $\cos \varphi_{в.к}$	$\frac{P_{\text{с.к}}}{2S_{в.к}}$	$\frac{34,4}{2 \cdot 19,5} = 0,882$	$\frac{P_{\text{с.к}}}{2S_{в.к}}$	$\frac{8,21}{2 \cdot 8,64} = 0,48$
Активная мощность цепи возбуждения при пуске $P_{в.к}, \text{ Вт}$	$S_{в.к} \cos \varphi_{в.к}$	$19,5 \cdot 0,882 = 17,2$	$S_{в.к} \cos \varphi_{в.к}$	$8,64 \cdot 0,48 = 4,15$

* Для ИДК исходные параметры $\xi'_{\text{т}}, \rho'_{\text{с}}, \xi'_{\text{с}}$ относятся к преобразованной схеме замещения (см. рис. 1.7).

** У ИДК провод берется в три параллели.

Т а б л и ц а 10.6. Расчет характеристик исполнительных двигателей для номинального режима без учета потерь стали			
Параметры	Для ИДП		Для ИДК
	Формула, табл.	Расчет	Формула, табл. Расчет
Исходные относительные параметры	--	$\rho_s = 0,08, \xi_s = 0,202,$ $\xi_m = 0,61, \xi_{s_0} = 0,83,$ $\alpha_{eo} = 1,83, r_{ry} = 242$	$\rho'_s = 0,21, \xi'_s = 0,7,$ $\xi'_m = 0,85, \nu'_s = 0,73,$ $\alpha_e = 1, r'_{ry} = 77,7$
Полное относительное сопротивление обмотки статора γ_s	$\sqrt{\rho_s^2 + \xi_s^2}$	$\sqrt{0,08^2 + 0,202^2} = 0,218$	$\sqrt{0,21^2 + 0,7^2} = 0,73$
Критическое скольжение s_k	(1.39)	$\frac{1}{0,61 \cdot 0,218} \times$ $\times \sqrt{0,08^2 + (0,202 + 0,61)^2} = 6,14$	$\frac{1}{0,85 \cdot 0,73} \times$ $\times \sqrt{0,21^2 + (0,85 + 0,7)^2} = 2,52$
Момент прямой последовательности $\bar{f}_s$, о. е., при $\nu = 0,5$	(1.45)	$\frac{1}{6,14} + 6,14 + 2 \frac{0,08}{0,218^2 \cdot 6,14} =$ $\frac{6,14}{0,5} + \frac{0,5}{6,14} + 2 \frac{0,08}{0,218^2 \cdot 6,14} =$ $= 0,53$	$\frac{1}{2,52} + \frac{1}{2,52} + 2 \frac{0,21}{0,73^2 \cdot 2,52} =$ $\frac{2,52}{0,5} + \frac{0,5}{2,52} + 2 \frac{0,21}{0,73^2 \cdot 2,52} =$ $= 0,58$
Момент обратной последовательности $\bar{f}_{(2-s)}$, о. е., при $\nu = 0,5$	(1.45)	$\frac{1}{6,14} + 6,14 + \frac{2 \cdot 0,08}{0,218^2 \cdot 6,14} =$ $\frac{6,14}{2-0,5} + \frac{2-0,5}{6,14} + 2 \frac{0,08}{0,218^2 \cdot 6,14} =$ $= 1,4$	--

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, табл.	Расчет	Формула, табл.	Расчет
Активная составляющая тока прямой последовательности i_{as} симметричной машины при $v=0,5$	(1.44)	$0,08 \cdot 0,5^2 + 0,5 + \frac{0,08}{0,61^2} =$ $0,2182 \cdot \left(0,5^2 + \frac{2 \cdot 0,08}{0,2182} \cdot 0,5 + 6,14^2 \right) =$ $= 0,391$	(1.44)	$0,21 \cdot 0,5^2 + 0,5 + \frac{0,21}{0,73^2} \cdot 0,5 +$ $+ \frac{0,21}{0,85^2} = 0,23$ $+ 2,52^2$
Активная составляющая тока обратной последовательности симметричной машины $i_{a(2-s)}$, о. е., при $v=0,5$	(1.44)	$0,08 (2 - 0,5)^2 + (2 - 0,5) + \dots$ $0,2182 \left[(2 - 0,5)^2 + \frac{2 \cdot 0,08}{0,2182} \times \right.$ $\left. + \frac{0,08}{0,61^2} = 0,885 \right]$ $\times (2 - 0,5) + 6,14^2$		—
Реактивная составляющая тока прямой последовательности симметричной машины i_{ps} , о. е., при $v=0,5$	(1.44)	$0,202 \cdot 0,5^2 + \frac{0,202 + 0,61}{0,61^2} \dots$ $0,2182 \cdot \left(0,5^2 + \frac{2 \cdot 0,08}{0,2182} \cdot 0,5 + \dots \right.$ $\left. + 6,14^2 \right) = 1,185$	(1.44)	$0,7 \cdot 0,5^2 + \frac{0,7 + 0,85}{0,85^2} \dots$ $0,73^2 \left(0,5^2 + 2 \frac{0,21}{0,73^2} \cdot 0,5 + \dots \right.$ $\left. + 2,52^2 \right) = 0,62$

Реактивная составляющая тока обратной последовательности симметричной машины $i_{P(2-s)}$, о. е., при $v=0,5$	(1.44)	$\frac{0,202 \cdot (2 - 0,5)^2 + 0,2182 \cdot \left(1,52 + \frac{2 \cdot 0,08}{0,2182} \cdot 1,5 + \frac{0,202 \div 0,61}{0,612} + \dots \right)}{+6,14^2} = 1,23$	—	—
Эффективный коэффициент сигнала конденсаторного двигателя α_{es} Сдвиг схемой α_e	(1.59)	$\left\{ \frac{(1,23 - 1,185)^2 + [0,885 - 0,391 + \dots]}{(0,885 + 0,391)^2 + \left[\frac{2}{0,83} - \frac{2}{0,831 \cdot 1,83} \right]^{0,5}} - \frac{1}{(1,23 + 1,185)^2} \right\} = 1,43$	—	$\alpha_e = 1$
Угол сдвига фаз между напряжениями на обмотках В и У β_s	(1.60)	$\begin{aligned} & - \frac{2}{0,83} - (1,185 + 1,23) \frac{1}{0,391 + 0,885} + \\ & + \arctg \frac{0,885 - 0,391}{1,23 - 1,185} \dots \\ & \dots + 2/(0,83 \cdot 1,83) = \arctg 40,4; \end{aligned}$ $\sin \beta_s = \sin 88^\circ 35' = 0,9997;$ $\cos \beta_s = 0,0262$	—	$\pi/2$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, табл.	Расчет	Формула, табл.	Расчет
Активная составляющая тока управления прямой последовательности $i_{a,y1}$, о. е.	Табл. 1.2	$\frac{1,83}{2} [(1 + 1,43 \cdot 0,9997) \cdot 0,391 - 1,43 \cdot 0,0262 \cdot 1,185] = 0,83$	Табл. 1.2	$\frac{1 + 1}{2} \cdot 0,23 = 0,23$
Реактивная составляющая тока управления прямой последовательности $i_{p,y1}$, о. е.	Табл. 1.2	$\frac{-1,83}{2} [(1 + 1,43 \cdot 0,9997) \cdot 1,185 + 1,43 \cdot 0,0262 \cdot 0,391] = -2,68$	Табл. 1.2	$-\left(\frac{1 + 1}{2} \cdot 0,62\right) = -0,62$
Активная составляющая тока управления обратной последовательности $i_{a,y2}$, о. е.	Табл. 1.2	$\frac{1,83}{2} [(1 - 1,43 \cdot 0,9997) \cdot 0,885 + 1,43 \cdot 0,0262 \cdot 1,23] = -0,306$		0
Реактивная составляющая тока управления обратной последовательности $i_{p,y2}$, о. е.	Табл. 1.2	$\frac{-1,83}{2} [(1 - 1,43 \cdot 0,9997) \cdot 1,23 - 1,43 \cdot 0,0262 \cdot 0,885] = 0,515$		0
Ток управления прямой последовательности i_{y1} , о. е.	Табл. 1.2	$0,83 - j \cdot 2,68$	Табл. 1.2	$0,23 - j \cdot 0,62$
Ток возбуждения прямой последовательности i_{a1} , о. е.	Табл. 1.2	$2,68 + j \cdot 0,83$	Табл. 1.2	$0,62 + j \cdot 0,23$
Ток управления обратной последовательности i_{y2} , о. е.	Табл. 1.2	$-0,306 + j \cdot 0,515$		0

Ток возбуждения об- ратной последовательно- сти i_{s2} , о. е.	Табл. 1.2	$0,515+j \cdot 0,306$		0
Ток управления i_y , о. е.	Табл. 1.2	$(0,83-0,306)+j(-2,68+0,515)=0,524-j \cdot 2,165$	Табл. 1.2	$0,23-j \cdot 0,62$
Ток управления (мо- дуль) $ i_y $, о. е.	Табл. 1.2	$\sqrt{0,524^2+2,165^2}=2,23$	Табл. 1.2	$\sqrt{0,23^2+0,62^2}=0,66$
Ток управления I_y , А	Табл. 1.2	$[(115/(2,63 \cdot 242)]2,23=0,403$	Табл. 1.2	$\frac{36}{1,2 \cdot 77,7} 0,66=0,26$
Ток возбуждения i_n , о. е.	Табл. 1.2	$(2,68+0,515)+j \cdot (0,83+0,306)=$ $=3,195+j \cdot 1,136$	Табл. 1.2	$0,62+j \cdot 0,23$
Ток возбуждения (мо- дуль) $ i_n $, о. е.	Табл. 1.2	$\sqrt{3,195^2+1,136^2}=3,4$	Табл. 1.2	$\sqrt{0,62^2+0,23^2}=0,66$
Ток возбуждения I_n , А	Табл. 1.2	$[(115/(2,63^2 \cdot 242)]3,4=0,234$	Табл. 1.2	$\frac{36}{1,22 \cdot 77,7} 0,66=0,22$
Электромагнитная мощность при пуске $P_{с.к0}$, Вт	Табл. 1.3	$\frac{2 \cdot 1152 \cdot 1,832}{2,632 \cdot 242 \cdot [0,2182 \cdot (1+6,142)+\dots+2 \cdot 0,08]}=26,4$	Табл. 1.3	$\frac{2 \cdot 362}{1,22 \cdot 77,7 \cdot [0,733 \cdot (1+2,522)+\dots+2 \cdot 0,21]}=5,34$
Электромагнитная мощность P_s , Вт, при $\nu=0,5$	Табл. 1.3	$26,4 \left[\frac{(1+1,43)^2}{4} 0,53 - \frac{(1-1,43)^2}{4} 1,4 \right] = 18,6$	Табл. 1.3	$5,34 \left(\frac{1+1^2}{2} \right) 0,58=3,1$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, табл.	Расчет	Формула, табл.	Расчет
Вращающий электро- магнитный момент M_s , Н·м, при $\nu=0,5$	Табл. 1.3	$\frac{30 \cdot 18,6}{8000 \cdot \pi} = 222 \cdot 10^{-4}$	$\frac{30 \cdot P_{\vartheta}}{n_s \pi k'_d}$	$\frac{30 \cdot 3,1}{8000 \cdot \pi \cdot 1,5} = 25 \cdot 10^{-4}$
Активная мощность управления P_y , Вт, при $\nu=0,5$	Табл. 1.4	$\frac{1152}{2,632 \cdot 242} 1,83 \cdot 0,524 = 7,6$	Табл. 1.4	$\frac{362}{1,22 \cdot 77,7} 1 \cdot 0,23 = 2,7$
Коэффициент мощно- сти $\cos \varphi_y$, при $\nu=0,5$	Табл. 1.4	$\frac{0,524}{2,23} = 0,235$	Табл. 1.4	$\frac{0,23}{0,66} = 0,35$
Коэффициент мощно- сти $\cos \varphi_a$, при $\nu=0,5$	Табл. 1.4	$\frac{3,195}{3,4} = 0,94$	Табл. 1.4	$\frac{0,23}{0,66} = 0,35$
Активная мощность возбуждения P_b , Вт, при $\nu=0,5$	Табл. 1.4	$\frac{1152}{2,632 \cdot 242} 3,195 = 25,2$	Табл. 1.4	$\frac{362 \cdot 0,66 \cdot 0,35}{1,22 \cdot 77,7} = 2,7$
Напряжение на об- мотке возбуждения U_b , В	$k \alpha_{ea} U_y$	$2,63 \cdot 1,43 \cdot 80 = 301$	Табл. 1.4	36
Полная механическая мощность P_{κ} , Вт	$P_a(1-s)$	$18,6(1-0,5) = 9,3$	$\frac{P_a(1-s)}{k'_d}$	$\frac{3 \cdot 1 \cdot (1-0,5)}{1,5} = 1,03$
Мощность потребления P_s , Вт	$P_y + P_a$	$7,6 + 25,2 = 32,8$	$P_y + P_a$	$2,7 + 2,7 = 5,4$
Коэффициент полезно- го действия η , %	$\frac{P_R}{P_s} 100$	$\frac{8,86}{32,8} 100 = 27$	$\frac{P_R}{P_s} 100$	$\frac{0,98}{5,4} 100 = 18,1$

Т а б л и ц а 10.7. Составляющие тока и вращающего момента симметричной асинхронной машины для значений скольжения s и $(2-s)$, о. е.

Тип двигателя	s	i_{as}	i_{ps}	$i_{a(2-s)}$	$i_{p(2-s)}$	f_s	$f_{(2-s)}$
ИДП	0,1	0,174	1,2	1,06	1,29	0,11	1,68
	0,2	0,228	1,185	1,02	1,27	0,218	1,6
	0,5	0,391	1,185	0,885	1,23	0,53	1,4
	0,8	0,562	1,18	0,745	1,21	0,82	1,17
	1,0	0,64	1,17	0,64	1,17	1,0	1,0
ИДК	0,1	0,12	0,63	—	—	0,13	—
	0,2	0,14	0,62	—	—	0,25	—
	0,5	0,23	0,62	—	—	0,58	—
	0,8	0,3	0,64	—	—	0,85	—
	1,0	0,35	0,64	—	—	1,0	—

Т а б л и ц а 10.8. Расчет электромеханических характеристик ИДП с конденсатором в цепи возбуждения и ИДК при сдвиге схемой (без учета потерь в стали)

Тип двига- теля	ν	s	$I_{a,y}, A$	$I_{p,y}, A$	I_y, A	$\cos \varphi_y$	$I_{a,B}, A$	$I_{p,B}, A$	I_B, A	$\cos \varphi_B$
ИДП	0	1	0,216	0,394	0,450	0,480	0,150	0,078	0,170	0,882
	0,2	0,8	0,180	0,404	0,444	0,408	0,177	0,083	0,196	0,905
	0,5	0,5	0,095	0,393	0,403	0,235	0,219	0,078	0,234	0,940
	0,8	0,2	0,015	0,384	0,384	0,038	0,256	0,083	0,270	0,952
	0,9	0,1	0,06	0,383	0,374	0,160	0,278	0,084	0,290	0,960
ИДК	0	1	0,14	0,25	0,29	0,48	0,21	0,12	0,24	0,48
	0,2	0,8	0,12	0,25	0,28	0,45	0,21	0,10	0,23	0,45
	0,5	0,5	0,09	0,24	0,26	0,35	0,2	0,07	0,22	0,35
	0,8	0,2	0,06	0,24	0,25	0,24	0,2	0,05	0,21	0,24
	0,9	0,1	0,05	0,24	0,25	0,2	0,2	0,04	0,21	0,20

Тип двигателя	ν	s	P_y , Вт	$P_{в\prime}$, Вт	P_3 , Вт	$P_{R\prime}$, Вт	P_R , Вт	$M, H \cdot m \times 10^{-4}$	η , %
ИДП	0	1	17,20	17,2	34,40	26,5	0	317	0
	0,2	0,8	14,45	20,4	34,85	24,8	4,96	4,71	13,52
	0,5	0,5	7,60	25,2	32,80	18,6	9,30	8,86	27,0
	0,8	0,2	1,17	29,5	30,67	5,4	4,32	4,1	13,38
	0,9	0,1	—4,80	32,0	27,20	1,41	1,26	1,20	4,41
ИДК	0	1	4,1	4,1	8,2	5,5	0	44,1	0
	0,2	0,8	3,5	3,5	7,0	4,5	0,6	0,57	8,1
	0,5	0,5	2,7	2,7	5,4	3,1	1,03	0,98	18,1
	0,8	0,2	1,6	1,6	3,2	1,3	0,69	0,66	20,6
	0,9	0,1	1,4	1,4	2,8	0,7	0,42	0,4	14,3

Примечания: 1. На рис. 10.4 показаны зависимости: а) $U'_{в}=f(\nu)$; б) M , P'_{R} , $\cos \varphi_y$, $\cos \varphi_{в}=f(\nu)$; в) η , I_y , $I_{в}$, P_y , $P_{в}=f(\nu)$ для конденсаторного ИДП. 2. На рис. 10.5 показаны зависимости: а) M , P'_{R} , $\cos \varphi_y$, $\cos \varphi_{в}=f(\nu)$; б) η , P_y , $P_{в}=f(\nu)$ для ИДК при «сдвиге схемой». 3. Нелинейность механической характеристики для ИДП (на рис. 10.4, б) $\Delta m=23,8\%$, для ИДК (рис. 10.5, а) $\Delta m=8,2\%$. 4. На рис. 10.4, б, в; 10.5 частота вращения холостого хода идеальная.

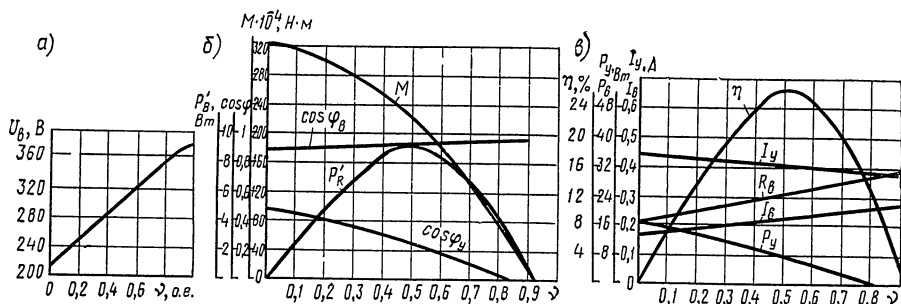


Рис. 10.4. Электромеханические характеристики конденсаторного ИДП:

а — зависимость $U_B = f(\gamma)$; б — M , P'_R , $\cos \varphi_B$, $\cos \varphi_B = f(\gamma)$; в — η , I_y , I_B , P_y , $P_B = f(\gamma)$

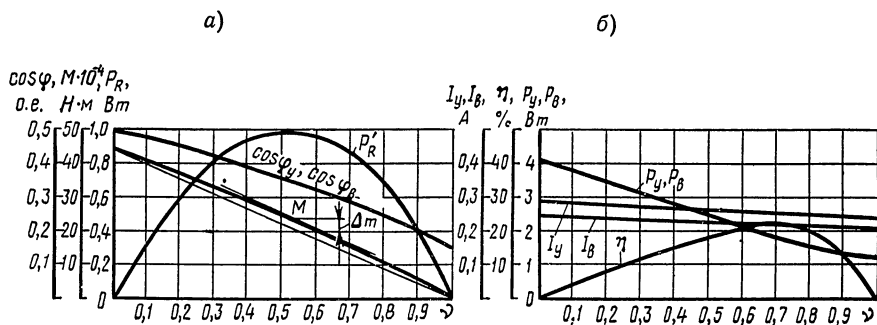


Рис. 10.5. Электромеханические характеристики ИДК при «сдвиге схемой»:

а — M , P'_R , $\cos \varphi = \cos \varphi_B = f(\gamma)$; б — η , I_y , I_B , P_y , $P_B = f(\gamma)$

Т а б л и ц а 10.9. Расчет магнитной цепи для $\nu = 0,5$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Активная составляющая тока управления прямой последовательности $I_{a,y}, A$	$\frac{U_c}{k r_{Ry}} i_{a,y1}$	$\frac{115}{2,63 \cdot 242} 0,83 = 0,14$	$\frac{U_B}{k r_{Ry}} i_{a,y1}$	$\frac{36}{1,2 \cdot 77,7} \cdot 0,23 = 0,09$
Реактивная составляющая тока управления прямой последовательности $I_{p,y}, A$	$\frac{U_c}{k r_{Ry}} i_{p,y1}$	$\frac{115}{2,63 \cdot 242} 2,68 = 0,474$	$\frac{U_B}{k r_{Ry}} i_{p,y1}$	$\frac{36}{1,2 \cdot 77,7} 0,62 = 0,24$
Ток управления последовательности I_{y1}, A	$\sqrt{I_{a,y}^2 + I_{p,y}^2}$	$\sqrt{0,14^2 + 0,474^2} = 0,494$	$\sqrt{I_{a,y}^2 + I_{p,y}^2}$	$\sqrt{0,09^2 + 0,24^2} = 0,26$
ЭДС прямой последовательности фазы у E_{y1}, B	Табл. 7.7 (1.7)	$0,494 \cdot 242 \cdot \sqrt{0,17^2 + 0,558^2} = 70,5$	Табл. 7.7 (1.7)	$0,26 \cdot 150,2 \sqrt{0,16^2 + 0,54^2} = 22,3$
Магнитный поток $\Phi, Bб$	$\frac{E_{y1}}{4,44 f w_{sy} k_o}$	$\frac{70,5}{4,44 \cdot 400 \cdot 0,85 \cdot 648} = 0,72 \cdot 10^{-4}$	$\frac{E_{y1}}{4,44 f w_{sy} k_{oy}}$	$\frac{22,3}{4,44 \cdot 400 \cdot 366 \cdot 1} = 0,34 \cdot 10^{-4}$
Размеры внутреннего статора: наружный диаметр $D_{вн}, мм$	$D - 2\delta$	$26 - 2 \cdot 0,5 = 25$	—	—
внутренний диаметр $D_{вв}, мм$	$D_{вн} - d_{ст}$	$25 - 15 = 10$	—	—
высота спинки $h_{ев}, мм$	$(D_{вн} - D_{вв})/2$	$(25 - 10)/2 = 7,5$	—	—

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Марка и толщина стали Δ_c , мм	§ 6.3	$1512 \Delta_c = 0,35$	§ 6.3	$50H \Delta_c = 0,35$
Коэффициент заполнения пакета сталью k_c		0,91		0,95
Длина стали l (чистая), мм	$k_c l_s$	$0,91 \cdot 52 = 47,3$	$k_c l_s$	$0,95 \cdot 25 = 23,75$
Сечения, мм ² : спинки наружного статора $S_{ав}$ спинки внутреннего статора $S_{ав}$ зубцов статора S_{zs} спинки ротора S_{ar} зубцов ротора S_{zr}	Табл. 7.7	$2,25 \cdot 47,3 = 106$ $7,5 \cdot 47,3 = 354$ $\frac{1,2 \cdot 47,3 \cdot 24}{6} = 227$ — —	Табл. 7.7	$1,5 \cdot 23,75 = 35,6$ — $\frac{0,94 \cdot 12 \cdot 23,75}{6} = 44,7$ $\frac{2 \cdot 23,75 = 47,5}{0,96 \cdot 20 \cdot 23,75} = 76$
Длины магнитных путей, мм:	Табл. 7.8		Табл. 7.8	
спинки наружного статора $L_{ав}$		$\frac{\pi}{6} \cdot (58 - 2,25) = 29,2$		$\frac{\pi}{6} (28 - 1,5) = 13,9$
спинки внутреннего статора $L_{ав}$		$\frac{\pi}{6} \cdot (25 - 7,5) = 9,18$		—
зубцов статора L_{zs}		$58 - 26 - 2 \cdot 2,25 = 27,5$		$28 - 10 - 2 \cdot 1,5 = 15$

сlinks ротора L_{ar}	Табл. 7.7	—	$\frac{\pi}{6} (9,92 - 2 \cdot 0,95 - 2) =$ = 3,14
зубцов ротора L_{zR}		—	2 · 0,96 = 1,92
Магнитные индукции, Тл: в воздушном зазоре B_8 в спинке наружного статора B_{an} в спинке внутреннего статора B_{av} в зубцах B_{zn}	Табл. 7.7	$\frac{0,72 \cdot \pi \cdot 10^2}{2 \cdot 13,6 \cdot 52} = 0,160$ $\frac{0,72}{2 \cdot 106} \cdot 10^2 = 0,340$ $\frac{0,72 \cdot 10^2}{2 \cdot 354} = 0,102$ $\frac{0,72 \cdot \pi \cdot 10^2}{2 \cdot 227} = 0,497$	$\frac{0,34 \cdot \pi \cdot 10^2}{2 \cdot 5,23 \cdot 25} = 0,41$ $\frac{0,34 \cdot 10^2}{2 \cdot 35,6} = 0,48$ — $\frac{0,34 \cdot \pi \cdot 10^2}{2 \cdot 44,7} = 1,2$
в спинке ротора B_{ar} в зубцах ротора B_{zR}		—	$\frac{0,34 \cdot 10^2}{2 \cdot 47,5} = 0,36$ $\frac{0,34 \cdot \pi \cdot 10^2}{2 \cdot 76} = 0,7$
Напряженность поля H , А/см: в спинке наружного статора H_{an} в спинке внутреннего статора H_{av} в зубцах наружного статора H_{zn} в спинке ротора H_{ar} в зубцах ротора H_{zR}	Табл. 7.8	$H_{ant} = 0,53$ $H_{avl} = 0,28$ $H_{znt} = 0,7$ — —	$H_{an} = 0,44$ — $H_{zn} = 4$ $H_{ar} = 0,34$ $H_{zR} = 0,69$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула, рис., табл.	Расчет	Формула, рис., табл.	Расчет
Магнитное напряжение F , А: воздушного зазора F_{δ} спинки наружного статора F_{an} спинки внутреннего статора F_{av} зубцов наружного статора F_{zn} спинки ротора F_{ar} зубцов ротора F_{zr}	Табл. 7.8	$F_{\delta} = 0,16 \cdot 10^4 \cdot 1,13 \cdot 0,5 \times 0,16 = 145$ $F_{an1} = 0,1 \cdot 0,53 \cdot 29,2 = 1,54$ $F_{av1} = 0,1 \cdot 0,28 \cdot 9,18 = 0,927$ $F_{zn} = 0,1 \cdot 0,7 \cdot 27,5 = 1,91$ — —	Табл. 7.8	$F_{\delta} = 0,16 \cdot 10^4 \cdot 1,86 \times 0,04 \cdot 0,41 = 48$ $F_{an} = 0,1 \cdot 0,44 \cdot 13,9 = 0,61$ — $F_{zn} = 0,1 \cdot 4 \cdot 15 = 6$ $F_{ar} = 0,1 \cdot 0,34 \cdot 3,14 = 0,11$ $F_{zr} = 0,1 \cdot 0,69 \cdot 1,92 = 0,13$
МДС прямой последовательности F_1 , А	Табл. 7.8	$145 + 1,54 + 0,927 + 1,91 = 148,8$	Табл. 7.8	$48 + 0,61 + 6 + 0,11 + 0,13 = 54,85$
Намагничивающий ток прямой последовательности $I_{\mu 1}$, А	Табл. 7.8	$\frac{3 \cdot 148,8}{1,8 \cdot 0,85 \cdot 648} = 0,45$	Табл. 7.8	$\frac{3 \cdot 54,85}{1,8 \cdot 1 \cdot 366} = 0,25$
Активная составляющая тока управления обратной последовательности $I_{a, y2}$, А	$\frac{U_c}{k r_{Ry}} i_{a, y2}$	$-\frac{115 \cdot 0,306}{2 \cdot 63 \cdot 242} = -0,055$		—

Реактивная составляющая тока управления обратной последовательности $I_{p,y2}, A$	$\frac{U_c}{k r_{Ry}} i_{p,y2}$	$\frac{115}{2,63 \cdot 242} 0,515 = 0,093$		—
Ток управления обратной последовательности I_{y2}, A	$\sqrt{I_{a,y2}^2 + I_{p,y2}^2}$	$\sqrt{0,0552^2 + 0,0932^2} = 0,107$		—
ЭДС обратной последовательности E_{y2}, B	$I_{y2} \cdot r_{Ry} \times \sqrt{\rho_{Ry2}^2 + \xi_{Ry2}^2}$	$0,107 \cdot 242 \sqrt{0,3052^2 + 0,3322^2} = 11,5$		—
Магнитный поток обратной последовательности $\Phi_2, B6$	$\Phi_1 \cdot \frac{E_{y2}}{E_{y1}}$	$0,72 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{11,5}{70,5} = 0,11 \cdot 10^{-4}$		—
Отношение ЭДС обратной последовательности к ЭДС прямой последовательности E_{y2}/E_{y1}		$11,5/70,5 = 0,16$		—
Магнитные индукции B , Тл: в воздушном зазоре B_δ в спинке наружного статора B_{an} в спинке внутреннего статора B_{av} в зубцах статора B_{zs} в спинке ротора B_{ar} в зубцах ротора B_{zr}	Табл. 7.7	$B_{\delta 2} = 0,16 \cdot 0,16 = 0,0256$ $B_{an2} = 0,34 \cdot 0,16 = 0,0545$ $B_{av2} = 0,102 \cdot 0,16 = 0,0163$ $B_{zr2} = 0,497 \cdot 0,16 = 0,0798$ — —		— — — — — —

Т а б л и ц а 10.10. Расчет потерь в стали при $\nu=0,5$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула	Расчет	Формула	Расчет
Масса спинки наружного статора G_{an} , кг	(7.47)	$7,8 \cdot 106 \cdot 29,2 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,145$	(7.47)	$7,8 \cdot 35,6 \cdot 13,9 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,023$
Масса спинки внутреннего статора G_{av} , кг	(7.48)	$7,8 \cdot 354 \cdot 9,18 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,152$	—	—
Масса зубцов G_{zs} , кг	(7.49)	$7,8 \cdot 227 \cdot 27,5 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 0,146$	(7.49)	$7,8 \cdot 44,7 \cdot 15 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 0,016$
Масса спинки ротора G_{ar} , кг	—	—	(7.50)	$7,8 \cdot 47,5 \cdot 3,14 \cdot 6 \cdot 10^{-6} = 0,007$
Масса зубцов ротора G_{zr} , кг	—	—	(7.51)	$7,8 \cdot 76 \cdot 1,92 \cdot 3 \cdot 10^{-6} = 0,003$
Потери в стали от поля прямой последовательности в спинке наружного статора P_{an} , Вт	(7.52)	$1,6 \cdot 19 \cdot 0,34^2 \cdot 0,145 = 0,509$	(7.52)	$1,6 \cdot 7,5 \left(\frac{0,48}{1} \right)^2 0,023 = 0,06$
Потери в спинке внутреннего статора P_{av} , Вт	(7.53)	$1,6 \cdot 19 \cdot 0,102^2 \cdot 0,152 = 0,047$	—	—
Потери в зубцах P_{zn} , Вт	(7.54)	$1,8 \cdot 19 \cdot 0,497^2 \cdot 0,146 = 1,23$	(7.54)	$1,8 \cdot 7,5 \left(\frac{1,2}{1} \right)^2 0,016 = 0,31$
Потери в спинке ротора P_{ar} , Вт	—	—	(7.55)	$1,6 \cdot 7,5 \left(\frac{0,36}{1} \right)^2 0,007 = 0,01$
Потери в зубцах ротора P_{zr} , Вт	—	—	(7.56)	$1,8 \cdot 7,5 \left(\frac{0,7}{1} \right)^2 0,003 = 0,02$
Суммарные потери в стали от поля прямой последовательности $P_{\Sigma 1}$, Вт	(7.57)	$0,509 + 0,047 + 1,23 = 1,785$	(7.58)	$0,06 + 0,31 + 0,01 + 0,02 = 0,4$
Суммарные потери от поля обратной последовательности $P_{\Sigma 2}$, Вт	(7.59)	$1,785 \cdot 0,16^2 = 0,0457$	—	—

Т а б л и ц а 10.11. Учет влияния потерь в стали при $\nu=0,5$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула	Расчет	Формула	Расчет
Активные составляющие тока, расходуемые на покрытие потерь в стали от поля прямой и обратной последовательностей, A : I_{y1c}	(7.62)	$\frac{1,785}{2 \cdot 70,5} = 0,0127$	(7.62)	$\frac{0,4}{2 \cdot 22,3} = 0,009$
I_{y2c}	(7.64)	$\frac{0,0457}{2 \cdot 11,5} = 0,002$	(7.64)	—
Активный ток цепи управления с учетом потерь в стали, A : $I_{a,y1}$ $I_{a,y2}$ I_{asy}	(7.67) (7.68) (7.69)	$0,14 + 0,0127 = 0,155$ $-0,055 + 0,002 = -0,053$ $0,155 - 0,053 = 0,102$	(7.67)	$0,09 + 0,009 = 0,099 \approx 0,1$ — 0,1
Результирующий ток цепи управления с учетом потерь в стали I_{sy} , A	(7.70)	$\sqrt{0,102^2 + 0,393^2} = 0,41$	(7.70)	$\sqrt{0,1^2 + 0,24^2} = 0,26$
Полная мощность управления S_y , $B \cdot A$	$\alpha_0 U_c I_{sy}$	$0,695 \cdot 115 \cdot 0,41 = 32,8$	$\alpha_0 U_{в} I_{sy}$	$0,833 \cdot 36 \cdot 0,26 = 7,8$
Коэффициент мощности цепи управления $\cos \varphi_y$	$\frac{I_{asy}}{I_{sy}}$	$0,102/0,41 = 0,25$	$\frac{I_{asy}}{I_{sy}}$	$0,1/0,26 = 0,385$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула	Расчет	Формула	Расчет
Активная составляющая тока, идущая на потери в стали в цепи возбуждения I_{sc}, A	$\frac{I_{y1c} + I_{y2c}}{k}$	$\frac{0,0127 + 0,002}{2,63} = 0,0055$	$\frac{I_{y1c}}{k}$	$0,009/1,2 = 0,008$
Результирующий ток цепи возбуждения с учетом потерь в стали I_{sb}, A	$(I_{a,b} + I_{sc}) + jI_{p,b}$	$(0,219 + 0,0055) + j \cdot 0,078 = 0,22 + j \cdot 0,078$ $\sqrt{0,22^2 + 0,078^2} = 0,232$	$(I_{a,b} + I_{sc}) + jI_{p,b}$	$(0,2 + 0,008) + j \cdot 0,07 = 0,208 + j \cdot 0,07$ $\sqrt{0,208^2 + 0,07^2} = 0,22$
Полная мощность цепи возбуждения $S_b, B \cdot A$	$U_b I_{sb}$	$115 \cdot 0,232 = 26,63$	$U_b I_{sb}$	$36 \cdot 0,22 = 7,92$
Коэффициент мощности цепи возбуждения $\cos \phi_b$	$\frac{I_{asb}}{I_{sb}}$	$0,22/0,232 = 0,95$	$\frac{I_{asb}}{I_{sb}}$	$0,204/0,22 = 0,93$
Электрические потери в обмотке статора P_{ms}, Bt	(7.71)	$0,41^2 \cdot 19,5 + 0,232^2 \cdot 147 = 3,3 + 7,9 = 11,2$	(7.71)	$0,26^2 \cdot 16,1 + 0,22^2 \cdot 23,4 = 1,09 + 1,13 = 2,22$
Активное сопротивление разветвления прямой последовательности $\rho_{py1}, o. e.$	$\frac{\xi_m^2 (1 - v)}{1 + (1 - v)^2 \xi_m^2}$	$\frac{0,61^2 \cdot 0,5}{1 + 0,5^2 \cdot 0,61^2} = 0,17$	$\frac{\xi_m'^2 (1 - v)}{1 + (1 - v)^2 \xi_m'^2}$	$\frac{0,85^2 \cdot 0,5}{1 + 0,5^2 \cdot 0,85^2} = 0,42$
Активное сопротивление разветвления обратной последовательности $\rho_{py2}, o. e.$	$\frac{\xi_m^2 (1 + v)}{1 + (1 + v)^2 \xi_m^2}$	$\frac{0,61^2 \cdot 1,5}{1 + 1,5^2 \cdot 0,61^2} = 0,305$	$\frac{\xi_m'^2 (1 + v)}{1 + (1 + v)^2 \xi_m'^2}$	—

Электрические потери в роторе $P_{\text{вр}}$, Вт	(7.72)	$2 \cdot 242 \cdot (0,494^2 \cdot 0,17 \times 0,5 + 0,107^2 \cdot 0,305 \cdot 1,5) = 12,4$	(7.72)	$2 \cdot 77,7 (0,26^2 \cdot 0,42 \times 0,5) = 2,2$
Потери в конденсаторе $P_{\text{к}}$, Вт	(7.73)	$0,05 \cdot 0,232^2 \cdot 1390 = 3,74$	—	—
Полная механическая мощность P'_{R} , Вт	$P_{\text{св}}$	$18,6 \cdot 0,5 = 9,3$	$P_{\text{св}}/k'_{\text{а}}$	$\frac{3,1 \cdot 0,5}{1,5} = 1,03$
Подводимая мощность $P_{\text{с}}$, Вт	(7.74)	$9,3 + 11,2 + 12,4 + 3,74 + 1,785 + 0,0457 = 38,47$	(7.74)	$1,030 + 2,22 + 2,2 + 0,4 = 5,85$
Полезная мощность P_{R} , Вт	$\frac{P'_{\text{R}}}{1,05}$	$9,3/1,05 = 8,86$	$\frac{P'_{\text{R}}}{1,05}$	$1,03/1,05 = 0,98$
Коэффициент полезного действия η , %	$\frac{P_{\text{R}} \cdot 100}{P_{\text{с}}}$	$(8,86/38,47) 100 = 23$	$\frac{P_{\text{R}} \cdot 100}{P_{\text{с}}}$	$(0,98 \cdot 100)/5,85 = 16,8$
Напряжение на конденсаторе с учетом потерь в стали $U_{\text{к}}$, В	$I_{\text{св}} \cdot c$	$0,232 \cdot 1390 = 322$	—	—

Т а б л и ц а 10.12. Учет потерь в стали в режиме пуска и определение выходных показателей ИД

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула	Расчет	Формула	Расчет
Ток управления и его составляющие:				
$I_{y,k}, A$	$\frac{\alpha_0 U_c}{r_{Ry} \gamma_{y,k}}$	$\frac{0,695 \cdot 115}{242 \cdot 0,735} = 0,45$	$\frac{\alpha_0 U_b}{r'_{Ry} \gamma_{y,k}}$	$\frac{0,833 \cdot 36}{77 \cdot 7 \cdot 1,35} = 0,29$
$\cos \varphi_{y,k}$	$\rho_{y,k} \gamma_{y,k}$	$0,35/0,735 = 0,477$	$\rho_{y,k} / \gamma_{y,k}$	$0,63/1,35 = 0,47$
$I_{a,y,k}, A$	$I_{y,k} \cos \varphi_{y,k}$	$0,45 \cdot 0,479 = 0,216$	$I_{y,k} \cos \varphi_{y,k}$	$0,29 \cdot 0,47 = 0,14$
$I_{p,y,k}, A$	$I_{y,k} \sin \varphi_{y,k}$	$0,45 \cdot 0,88 = 0,396$	$I_{y,k} \sin \varphi_{y,k}$	$0,29 \cdot 0,86 = 0,25$
ЭДС $E_{y,k}, B$	$I_{y,k} r'_{Ry} \times \sqrt{\frac{{r'}^2_{Ry} + \xi_{Ry,k}^2}{\rho_{Ry,k} + \xi_{Ry,k}}}$	$0,45 \cdot 242 \sqrt{0,272^2 + 0,438^2} = 56,4$	$I_{y,k} r'_{Ry} \times \sqrt{\frac{{r'}^2_{Ry} + \xi_{Ry,k}^2}{\rho_{Ry,k} + \xi_{Ry,k}}}$	$0,29 \cdot 77 \cdot 7 \sqrt{0,422^2 + 0,492^2} = 14,5$
Потери в стали $P_{ск}, Вт$	$P_{cl} \left(\frac{E_{y,k}}{E_{y1}} \right)^2$	$1,785 \left(\frac{56,4}{70,5} \right)^2 = 1,17$	$P_{cl} \left(\frac{E_{y,k}}{E_{y1}} \right)^2$	$0,4 \left(\frac{14,5}{22,3} \right)^2 = 0,17$
Активная составляющая тока управления от потерь в стали $I_{y,k,c}, A$	$\frac{P_{ск}}{2E_{y,k}}$	$\frac{1,17}{2 \cdot 56,4} = 0,01$	$\frac{P_{ск}}{2E_{y,k}}$	$\frac{0,17}{2 \cdot 14,5} = 0,006$

Ток управления с учетом потерь в стали $I_{Sy,к}, A$	$\frac{I_{a,y,к} + I_{y,к,c}}{\sqrt{(I_{a,y,к} + I_{y,к,c})^2 + \dots + I_{p,y,к}^2}}$	$0,216 + 0,01 = 0,226$ $\sqrt{0,226^2 + 0,396^2} = 0,456$	$\frac{I_{a,y,к} + I_{y,к,c}}{\sqrt{(I_{a,y,к} + I_{y,к,c})^2 + \dots + I_{p,y,к}^2}}$	$0,14 + 0,006 = 0,146$ $\sqrt{0,146^2 + 0,25^2} = 0,29$
Подводимая мощность $P_{Sко}, Вт$	$2I_{Sy,к}^2 \cdot I_{y,к}$	$2 \cdot 0,456^2 \cdot 84,9 = 35,2$	$2I_{Sy,к}^2 I_{y,к}$	$2 \cdot 0,29^2 \cdot 48,95 = 8,2$
Коэффициент использования $\eta_{ко}$	$P_{э,к.o}/P_{Sко}$	$26,4/35,2 = 0,75$	$P_{э,ко}/P_{Sко}$	$53,4/8,2 = 0,65$
Плотность теплового потока $\sigma_s, Вт/см^2$	$P_{Sко}/S_k$	$35,2/254 = 0,139$	$P_{Sко}/S_k$	$8,2/57,5 = 0,14$
Активная мощность управления $P_{y,ко}, Вт$	$P_{Sко}/2$	$35,2/2 = 17,6$	$P_{Sко}/2$	$8,2/2 = 4,1$
Полная мощность управления $S_{y,ко}, Вт$	$P_{y,ко}/\cos \varphi_{y,к}$	$17,6/0,479 = 36,8$	$P_{y,ко}/\cos \varphi_{y,к}$	$4,1/0,47 = 8,8$
Ток возбуждения с учетом потерь в стали $I_{Sв,к}, A$	$I_{Sy,ко}/k$	$0,456/2,63 = 0,175$	$I_{Sy,к}/k$	$0,29/1,2 = 0,24$
Полная мощность возбуждения $S_{в,к}, В \cdot A$	$U_c I_{Sв}$	$115 \cdot 0,175 = 20,1$	$U_{в} I_{Sв}$	$36 \cdot 0,24 = 8,7$

Параметры	Для ИДП		Для ИДК	
	Формула	Расчет	Формула	Расчет
Коэффициент мощности цепи возбуждения $\cos \varphi_k$	$\frac{P_{S_{\text{кю}}}}{2S_{\text{в.к}}}$	$\frac{35,2}{2 \cdot 20,1} = 0,875$	$\frac{P_{S_{\text{кю}}}}{2S_{\text{в.к}}}$	$\frac{8,2}{2 \cdot 8,7} = 0,47$
Напряжение на конденсаторе U_k , В	$I_{S_{\text{в.к}}} X_{\text{с0}}$	$0,175 \cdot 1390 = 244$	—	—
Электромагнитная постоянная времени, T_s , мс	(4.30)	$\frac{0,64 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 0,35} = 0,73$	(4.30)	$\frac{1,19 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 400 \cdot 0,63} = 0,75$
Коэффициент внутреннего демпфирования $K_D = M_k / \Omega_x$, $\text{H} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$	$\frac{M_k \cdot 30}{\pi \cdot n_c}$	$\frac{0,0317 \cdot 30}{\pi \cdot 7200} = 4,2 \cdot 10^{-5}$	$\frac{M_k \cdot 30}{\pi \cdot n_c}$	$\frac{0,0043 \cdot 30}{\pi \cdot 6000} = 0,68 \cdot 10^{-5}$
Теоретическое ускорение при пуске ϵ , $\text{H} \cdot \text{м} / \text{кг} \cdot \text{м}^2$	$\frac{M_k}{J}$	$\frac{0,0317}{0,983 \cdot 10^{-6}} = 34 \cdot 10^3$	$\frac{M_k}{J}$	$\frac{0,0043}{0,203 \cdot 10^{-6}} = 21,2 \cdot 10^3$
Коэффициент управления по мощности k_P , $\text{H} \cdot \text{м} / \text{Вт}$	$M_k / P_{y,k}$	$0,0317 / 17,6 = 1,8 \cdot 10^{-3}$	$M_k / P_{y,k}$	$0,0043 / 4,1 = 1,05 \cdot 10^{-3}$
Коэффициент управления по моменту $k_M = M_k / U_{y,k}$, $\text{H} \cdot \text{м} / \text{В}$	$M_k / U_{y,k}$	$0,317 / 80 = 3,96 \cdot 10^{-4}$	$M_k / U_{y,k}$	$0,0043 / 30 = 1,43 \cdot 10^{-4}$
Отношение момента к потребляемой мощности $\text{H} \cdot \text{м} / \text{Вт}$	M_k / P_{S_k}	$0,0317 / 35,2 = 9 \cdot 10^{-4}$	M_k / P_{S_k}	$0,0043 / 8,2 = 5,24 \cdot 10^{-4}$
Коэффициент усиления K_{yc}	$\frac{k_p}{K_D}$	$\frac{1,43}{4,2 \cdot 10^{-5}} = 0,34 \cdot 10^5$	$\frac{k_p}{K_D}$	$\frac{1,76}{0,68 \cdot 10^{-5}} = 2,58 \cdot 10^5$

ГЛАВА 11 ЧАСТНЫЕ ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ПРИМЕРЫ ИХ РЕШЕНИЯ

§ 11.1 Изменение условий работы

На практике приходится решать ряд проектных задач при использовании имеющихся магнитных систем машины, сводящихся к пересчету обмоточных данных и фазосмещающего элемента (если он предусмотрен в схеме включения ИД), замене материалов и др. Большую часть пересчетов приходится делать из-за изменения условий работы двигателя.

Все задачи можно разбить на пять групп, связанных с изменением: 1) условий окружающей среды: температуры — $\theta_{\text{окр}}$, высоты над уровнем моря — H ; способа крепления машины и др.; 2) напряжения питающей сети; 3) схемы включения двигателя; 4) характера поля в машине (круговое, эллиптическое); 5) частоты питающей сети.

При пересчете двигателя для более сложных условий работы из-за изменения параметров окружающей среды (повышение температуры — $\theta_{\text{окр}}$, высоты над уровнем моря — H , или работы в вакууме) возможны замена обмоточного провода и других изоляционных материалов на более нагревостойкие (см. § 6.3 и табл. П.1.1); использование дополнительного теплоотвода (см. § 9.2); повышение теплоотдачи с поверхности закрытых машин за счет покрытия корпуса соответствующим лаком (см. табл. 9.1).

Иногда при изменении условий работы приходится изменять обмоточные данные двигателя и снижать уровень выходных показателей, например значение пускового момента. При пересчете обмоточных данных следует контролировать коэффициент заполнения паза (7.37).

Рассмотрим примеры решения этих задач для двух двигателей: с полым ротором (ДИД-5ТВ) и с «беличьей клеткой» (ДМ-0,4). В условиях задач для упрощения опущен индекс S (статор) в числа витков фаз $w_{Sy}(w_{Sb})$, катушек $w_{Sy.k}(w_{Sb.k})$ и диаметров проводов $d_{Sy}(d_{Sb})$.

Задача 1. У двигателя закрытого исполнения с полым немагнитным ротором ДИД-5ТВ, работающего при сдвиге схемой: $U_b=36$ В; $U_y=30$ В; $f=400$ Гц; параметры схемы замещения $r_{Sy75^\circ}=11$ Ом; $x_{Sy}=18$ Ом; $x_{my}=75$ Ом; $r_{y110^\circ}=58,5$ Ом; $r_{S875^\circ}=6$ Ом; обмоточные данные: $w_b=276$ ($w_{bk}=23$); $d_b/d_{bk}=0,44/0,48$ мм; $w_y=384$ ($w_{yk}=32$); $d_y/d_{yk}=0,38/0,42$ мм. Размеры корпуса: $D_k=60,3$ мм; $l_k=70,3$ мм; $S_k=190,3$ см².

Найти в режиме пуска: 1) потребляемые токи и мощности при температуре 20°C; 2) электромагнитную мощность и пусковой момент при температуре 20°C; 3) превышение температуры обмотки статора θ_s при длительном стопорном режиме.

Решение. Так как параметры машины даны при нагревом ее состоянии, то производим пересчет всех активных сопротивлений для температуры 20°C.

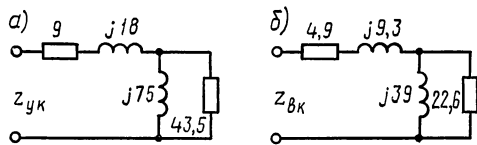


Рис. 11.1. Схемы замещения:

a — фазы управления; *б* — фазы возбуждения

+55) = 9 Ом.

Значение активного сопротивления ротора из алюминия при $\vartheta_s = 20^\circ\text{C}$ находим по формуле

$$\theta_R = [(r_{Ry,r} - r_{Ry,x})(245 + \vartheta_{окр})]/r_{Ry,x},$$

где $\theta_R = \vartheta_R - \vartheta_{окр}$.

Из уравнения, учитывая, что $\theta_R = 110 - 20 = 90^\circ\text{C}$, т. е.

$$90 = [(58,5 - r_{Ry,x})(245 + 20)]/r_{Ry,x},$$

находим активное сопротивление ротора при $\vartheta_R = 20^\circ\text{C}$; $r_{Ry,x} = 58,5 \cdot 265/355 = 43,5$ Ом.

Используемые схемы замещения фаз управления и возбуждения при пуске показаны на рис. 11.1.

Коэффициент трансформации $k = \omega_{sb}/\omega_{sy} = 276/384 = 0,72$.

Активные и реактивные сопротивления схемы замещения фазы возбуждения:

$$x_{sb} = k^2 x_{sy} = 0,72^2 \cdot 18 = 9,3 \text{ Ом}; \quad x_{mv} = k^2 x_{my} = 0,72^2 \cdot 75 = 39 \text{ Ом};$$

$$r_{bv} = k^2 r_{ry} = 0,72^2 \cdot 43,5 = 22,6 \text{ Ом}.$$

Находим сопротивление разветвления: намагничивающий контур — цепь ротора при пуске (рис. 11.1)

$$Z'_{Ry,k} = \frac{r_{Ry} \cdot jx_{my}}{r_{Ry} + jx_{my}} = \frac{43,5 \cdot j75}{43,5 + j75} = \frac{3262,5 e^{j50^\circ}}{86,5 \cdot e^{j60^\circ}} = 37,7 e^{j30^\circ},$$

$$Z'_{Ry,k} = 32,6 + j18,9$$

и полное сопротивление фазы: $Z_{y,k} = (r_{sy} + r'_{Ry,k}) + j(x_{sy} + x'_{Ry,k}) = (9 + 32,6) + j(18 + 18,9) = 41,6 + j36,9 = 55,6 e^{j42^\circ}$.

Потребляемые при пуске ток и активная мощность управления: $I_{y,k} = U_{y,k}/Z_{y,k} = 30/55,6 = 0,54$ А; $P_{y,k} = I_{y,k}^2 r_{y,k} = 0,54^2 \cdot 41,6 = 12,1$ Вт.

Сопротивление фазы возбуждения при пуске

$$\begin{aligned} Z_{bk} &= (r_{sb} + r'_{bv,k}) + j(x_{sb} + x'_{bv,k}) = (r_{sb} + k^2 r'_{ry,k}) + \\ &+ j(x_{sb} + k^2 x'_{ry,k}) = (4,9 + 0,72^2 \cdot 32,6) + j(9,3 + 0,72^2 \cdot 18,9) = \\ &= 21,8 + j19,1 = 29 e^{j41^\circ}. \end{aligned}$$

Потребляемые ток и активная мощность фазы возбуждения при пуске: $I_{b,k} = U_{b,k}/Z_{b,k} = 36/29 = 1,24$ А; $P_{b,k} = I_{b,k}^2 r_{b,k} = 1,24^2 \cdot 21,8 = 33,5$ Вт.

Электромагнитная мощность при пуске:

$$P_{эy,k} = I_{y,k}^2 r'_{Ry,k} = 0,54^2 \cdot 32,6 = 9,5 \text{ Вт};$$

Для пересчета активного сопротивления обмотки статора, выполненной из медного провода, используем формулу: $\theta_s = [(r_{sy,r} - r_{sy,x})(235 + \vartheta_{окр})]/r_{sy,x}$, где $\theta_s = \vartheta_s - \vartheta_{окр}$. В нашем случае $\theta_s = 75 - 20 = 55^\circ\text{C}$.

Решая уравнение: $55 r_{sy,x} = (235 + 20)(11 - r_{sy,x})$, находим активное сопротивление обмотки Y при 20°C : $r_{sy,x} = 11 \cdot 255/(255 +$

$$P_{эв.к} = I_{в.к}^2 r'_{в.к} = 1,242 \cdot 16,9 = 26 \text{ Вт};$$

$$P_{э.к} = 2 \sqrt{P_{эу.к} \cdot P_{эв.к}} = 2 \sqrt{9,5 \cdot 26} = 31,4 \text{ Вт.}$$

Пусковой момент

$$M_k = 30 P_{э.к} / (\pi \cdot n_c) = 30 \cdot 31,4 / (\pi \cdot 8000) = 0,0374 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Полная потребляемая активная мощность при пуске

$$P_{ск} = P_{у.к} + P_{в.к} = 12,1 + 33,5 = 45,6 \text{ Вт.}$$

Удельный тепловой поток

$$\sigma_s = P_{ск} / S_k = 45,6 / 190,3 = 0,24 \text{ Вт/см}^2.$$

Превышение температуры обмотки статора определяем, задаваясь предварительным значением превышения температуры корпуса $\theta_k = 130^\circ\text{C}$. Корпус покрыт белым лаком $k_{изл} = 0,8$ (см. табл. 9.1).

Согласно (9.5)–(9.8) коэффициент теплоотдачи конвекцией

$$\alpha_k = k_a \cdot 4,5 \sqrt{\frac{\theta_k}{D_k}} \cdot 10^{-4} = 1,03 \cdot 4,5 \sqrt{\frac{130}{6,03}} \cdot 10^{-4} = 10,1 \cdot 10^{-4} \text{ Вт/(см}^2 \cdot ^\circ\text{C)},$$

Коэффициент теплоотдачи излучением

$$\begin{aligned} \alpha_{изл} &= \frac{5,64}{\theta_k} k_{изл} \left[\left(\frac{T_k}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_{окр}}{100} \right)^4 \right] 10^{-4} = \\ &= \frac{5,64}{130} 0,8 \left[\left(\frac{293 + 130}{100} \right)^4 - \left(\frac{273 + 20}{100} \right)^4 \right] 10^{-4} = 8,56 \cdot 10^{-4} \text{ Вт/(см}^2 \cdot ^\circ\text{C)}. \end{aligned}$$

Превышение температуры корпуса: $\theta_k = \sigma_s / (\alpha_k + \alpha_{изл}) = [0,24 / (10,1 + 8,56)] \times 10^4 = 128,6^\circ\text{C}$.

Превышение температуры обмотки статора: $\theta_s = 1,05 \theta_k = 1,05 \cdot 128,6 = 135^\circ\text{C}$.

Температура нагрева обмотки статора равна допустимой: $\theta_s = \theta_k + \theta_{окр} = 135 + 20 = 155 \leq 155^\circ\text{C}$.

Задача 2. Определить наибольший пусковой момент у двигателя ДИД-5ТВ, если температура окружающей среды $\theta_{окр} = 100^\circ\text{C}$, а допустимое значение температуры обмотки статора $\theta_s = 155^\circ\text{C}$, и найти новые обмоточные данные. Исходные данные для расчета взять из задачи 1.

При пересчете обмотки статора полагаем, что неизменными сохраняются коэффициенты заполнения пазов медью и соотношения потребляемых по фазам мощностей.

Решение. Допустимое превышение температуры обмотки статора и корпуса: $\theta_s = \theta_s - \theta_{окр} = 155 - 100 = 55^\circ\text{C}$; $\theta_k = \theta_s / 1,05 = 55 / 1,05 = 52,4^\circ\text{C}$. Находим коэффициенты теплоотдачи конвекцией и лучеиспусканием:

$$\alpha_k = k_a \cdot 4,5 \sqrt{\frac{\theta_k}{D_k}} \cdot 10^{-4} = 1,03 \cdot 4,5 \sqrt{\frac{52,4}{6,03}} \cdot 10^{-4} = 7,95 \cdot 10^{-4} \text{ Вт/(см}^2 \cdot ^\circ\text{C)};$$

$$\begin{aligned} \alpha_{изл} &= \frac{5,64}{\theta_k} k_{изл} \left[\left(\frac{T_k}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_{окр}}{100} \right)^4 \right] 10^{-4} = \frac{5,64}{52,4} \cdot 0,8 \left[\left(\frac{373 + 52,4}{100} \right)^4 - \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{273 + 100}{100} \right)^4 \right] 10^{-4} = 11,53 \cdot 10^{-4} \text{ Вт/(см}^2 \cdot ^\circ\text{C)}. \end{aligned}$$

Допустимый удельный тепловой поток

$$\sigma'_s = \theta_k (\alpha_k + \alpha_{изл}) = 52,4 (7,95 + 11,53) 10^{-4} = 0,102 \text{ Вт/см}^2.$$

Наибольшее возможное значение пускового момента

$$M'_k = M_k \sigma_s / \sigma_s = 0,0374 \cdot 0,102 / 0,24 = 0,0159 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $M_k = 0,0374 \text{ Н} \cdot \text{м}$ при $\sigma_s = 0,24 \text{ Вт/см}^2$ (см. задачу 1).

При окружающей температуре $\vartheta_{\text{окр}} = +100^\circ\text{C}$ пусковой момент снизился на 58,1%.

Новые числа витков обмоток и катушек возбуждения и управления при условии, что они поровну делятся между 12 катушками, будут:

$$w'_B = w_B \sqrt{\sigma_S / \sigma'_S} = 276 \sqrt{0,24 / 0,102} \cong 420, \quad w'_{BK} = 35; \quad w'_Y = w_Y \sqrt{\sigma_S / \sigma'_S} = 384 \sqrt{0,24 / 0,102} \cong 588, \quad w'_{Y,K} = 49.$$

Новые диаметры проводов обмоток возбуждения и управления ближайшие меньшие из дискретного ряда проводов:

$$d'_B = d_B \sqrt{w_{BK} / w'_{BK}} = 0,44 \sqrt{23 / 35} = 0,357, \quad d'_B = 0,355 \text{ мм}; \quad d'_Y = d_Y \sqrt{w_{Y,K} / w'_{Y,K}} = 0,38 \sqrt{32 / 49} = 0,307, \quad d'_Y = 0,3 \text{ мм}.$$

Задача 3.

Какой наибольший пусковой момент может развить двигатель ДИД-5ТВ при температуре 20°C , если он имеет дополнительный теплоотвод площадью $S_T = 2,5S_H$? Исходные данные двигателя взять из задачи 1. При пересчете обмоточных данных статора сохраняются неизменными коэффициент заполнения пазов медью и соотношения мощностей в фазах.

Решение. Допустимый удельный тепловой поток с учетом теплоотвода $\sigma'_S / \sigma_S = a - \sigma_S b = 2,3 - 0,24 \cdot 4 = 1,34$; $\sigma'_S = 0,24 \cdot 1,34 = 0,321 \text{ Вт/см}^2$ (рис. 9.5).

Максимально допустимый пусковой момент $M'_K = M_K \sigma'_S / \sigma_S = 0,0374 \cdot 1,34 = 0,05 \text{ Н} \cdot \text{м}$ увеличился на 33,7% по сравнению с базовой машиной.

Числа витков обмоток возбуждения и управления (в обмотках по 12 катушек):

$$w'_B = w_B \sqrt{\sigma_S / \sigma'_S} = 276 \sqrt{0,24 / 0,321} \cong 240, \quad w'_{BK} = 20;$$

$$w'_Y = w_Y \sqrt{\sigma_S / \sigma'_S} = 384 \sqrt{0,24 / 0,321} \cong 336, \quad w'_{Y,K} = 28.$$

Новые диаметры проводов обмоток возбуждения и управления:

$$d'_B = d_B \sqrt{w_{BK} / w'_{BK}} = 0,44 \sqrt{23 / 20} = 0,472, \quad d'_B = 0,475 \text{ мм};$$

$$d'_Y = d_Y \sqrt{w_{Y,K} / w'_{Y,K}} = 0,38 \sqrt{32 / 28} = 0,41, \quad d'_Y = 0,4 \text{ мм}.$$

§ 11.2 Изменение схемы включения, напряжений, материала ротора

Наиболее распространенными схемами включения ИД являются: питание от однофазной сети — конденсаторный ИД (см. рис. В.3, б) и от двухфазной сети — сдвиг напряжений схемой (рис. В.3, а). Паспортные данные двигателей приводятся для той схемы, на которую они рассчитаны. Однако при применении ИД может возникнуть необходимость изменения схемы включения. Чаще всего стремятся при этом сохранить значение пускового момента, что может быть достигнуто соответствующим изменением напряжения, а в конденсаторном ИД и выбором емкости. Так как напряжения в большей части случаев выбирают произвольно, то в варианте машины, применяемой для другой схемы включения, надо пересчитать обмоточные данные.

Иногда возникает необходимость рассчитать ИД на другие на-

пряжения питания без изменения схемы включения. К этим задачам примыкают и пересчеты обмоток (определение коэффициента трансформации k для ИД при сдвиге схемой; k и емкости s для конденсаторного ИД) для изменения характера поля в машине, например с целью линеаризации механической и регулировочной характеристик (при увеличении эллиптичности поля), уменьшения потребляемой мощности, повышения пускового момента.

Если в ИД с «беличьей клеткой» надо заменить материал стержня (например, алюминий на медь) при сохранении сопротивления ротора, то соответственно изменяется угол скоса.

Задача 4. Двигатель ДИД-5ТВ (см. исходные данные в задаче 1) имеет эллиптическое поле. Надо пересчитать обмоточные данные так, чтобы поле было круговым при неизменной суммарной потребляемой мощности в режиме пуска, а также определить при этом пусковой момент в холодном состоянии машины ($\theta_s = \theta_{окр} = 20^\circ\text{C}$).

Решение. Так как потребляемая мощность при пуске неизменна и машина будет иметь те же относительные параметры схемы замещения, то электромагнитная мощность при круговом поле $P_{э.к0} = P_{ск} \cdot \eta_{к0}$, где $\eta_{к0} = r'_{y.к} / r_{y.к} = 32,6/41,6 = 0,784$; $P_{э.к0} = 45,6 \cdot 0,784 = 35,75$ Вт.

Новое значение пускового момента $M_R = 30 P_{э.к0} / (\pi n_c) = 30 \cdot 35,75 / (\pi \cdot 8000) = 0,0426$ Н·м увеличилось по сравнению с базовой машиной (см. задача 1) примерно на 14%.

Новые обмоточные данные с учетом равного распределения витков между 12 катушками фазы: $w'_{в.к} = w_{в.к} \sqrt{P_{в.к} / P'_{в.к}} = w_{в.к} \sqrt{2 P_{в.к} / P_{ск}} = 23 \sqrt{2 \cdot 33,5/45,6} = 28$; $w'_{y.к} = w_{y.к} \sqrt{P_{y.к} / P'_{y.к}} = w_{y.к} \sqrt{2 P_{y.к} / P_{ск}} = 32 \times \sqrt{2 \cdot 12,1/45,6} = 23$; $P'_{y.к} = P'_{в.к} = P_{ск}/2$ при круговом поле, $P_{y.к}$, $P_{в.к}$ — при эллиптическом (см. задачу 1); $w'_в = w'_{в.к} \cdot 12 = 28 \cdot 12 = 336$; $w'_y = w'_{y.к} \cdot 12 = 23 \cdot 12 = 276$; $d'_в = d_в \sqrt{w_{в.к} / w'_{в.к}} = 0,44 \sqrt{23/28} \cong 0,4$ мм; $d'_y = d_y \times \sqrt{w_{y.к} / w'_{y.к}} = 0,38 \sqrt{32/23} = 0,45$ мм.

Задача 5. Двигатель ДИД-5ТВ (исходные данные см. в задаче 1) включается в однофазную сеть. Необходимо подобрать значение фазосдвигающей емкости и напряжение сети так, чтобы условия работы при пуске не изменились.

Решение. Из условия сдвига по фазе напряжений или токов в обмотках на угол $\pi/2$ реактивное сопротивление конденсатора и его емкость:

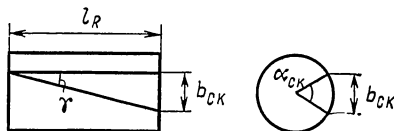


Рис. 11.2. Определение центрального угла скоса

$$x_{C_0} = k^2 Z_{y.к}^2 / x_{y.к} = 0,72 \cdot 55,6^2 / 36,9 = 43,4 \text{ Ом}, \quad C = 10^6 / (2\pi f x_{C_0}) = 10^6 / (2\pi \cdot 400 \times 43,4) = 9,17 \text{ мкФ. Выбираем } C = 10 \text{ мкФ.}$$

Так как условия работы при пуске не изменяются, то остаются неизменными ток и мощность в фазе возбуждения, поэтому напряжение сети $U_c = U_в Z'_{в.к} / Z_{в.к}$, где $Z'_{в.к} = Z_{в.к} - jx_c = 21,8 + j19,1 - j43,4 = 21,8 - j24,3 = 32,7 e^{-j48,1}$; $U_c = 36 \cdot 32,7 / 21,8 = 54$ В.

Задача 6. У исполнительного двигателя с ротором типа «беличья клетка» ДМ-0,4 требуется заменить материал «клетки» (алюминий на медь) без изменения выходных показателей. В этом двигателе $2p=6$; $D_R=9,92$ мм; $Z_R=20$; $l_R=10$ мм, скос пазов на роторе $\gamma=14^\circ 30'$ (рис. 11.2).

Решение. Изменение материала ротора оказывает влияние на активное сопротивление ротора r_{Ry} . Чтобы выходные данные двигателя не изменились, надо сохранить $r_{Ry} = \text{const}$. Так как $r_{Ry} \sim \rho_R / k_{\text{ск}}^2$, то с уменьшением удельного сопротивления материала ротора $\rho_R = \rho_{Al} = 0,029$ мкОм·м, $\rho'_R = \rho_{Cu} = 0,0175$ мкОм·м надо в той же степени уменьшить квадрат коэффициента ско-
са — $k_{\text{ск}}^2$.

Найдем коэффициент скоса для двигателя ДМ-0,4 с алюминиевой «беличьей клеткой».

Зубцовое деление ротора: $t_{ZR} = \pi D_R / Z_R = \pi \cdot 9,92 / 20 = 1,56$ мм.

Скос выполняется на $\beta_{\text{ск}}$ зубцовых делений ротора:

$$\beta_{\text{ск}} = l_R \operatorname{tg} \gamma / t_{ZR} = 10 \operatorname{tg} 14^\circ 30' / 1,56 = 1,66.$$

Коэффициент скоса

$$k_{\text{ск}} = \frac{\sin \frac{\alpha_{\text{ск}}}{2}}{\frac{\alpha_{\text{ск}}}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi p}{Z_R} \beta_{\text{ск}}}{\frac{\pi p}{Z_R} \beta_{\text{ск}}} = \frac{\sin \frac{180^\circ \cdot 3}{20} 1,66}{\frac{\pi \cdot 3}{20} 1,66} = 0,901.$$

У двигателя с медной «беличьей клеткой» коэффициент скоса надо уменьшить до $k'_{\text{ск}} = k_{\text{ск}} \sqrt{\rho'_R / \rho_R} = 0,901 \cdot \sqrt{0,0175 / 0,029} = 0,7$. Этому коэффициенту скоса соответствует скос на три зубцовых деления ($\beta'_{\text{ск}} = 3$).

Делаем проверку:

$$k'_{\text{ск}} = \sin [(180 \cdot 3 / 20) 3] / [(\pi \cdot 3 / 20) 3] = 0,7.$$

Новый угол γ будет равен:

$$\operatorname{tg} \gamma = \beta'_{\text{ск}} t_{ZR} / l_R = 3 \cdot 1,56 / 10 = 0,468; \gamma = 25^\circ.$$

§ 11.3 Пересчет исполнительных двигателей на повышенную частоту сети

Пересчет двигателей на повышенную частоту сети без изменения размеров листов статора у ИДП или статора и ротора у ИДК требует чаще всего увеличения числа пар полюсов для выполнения условий отсутствия самохода. Кроме того, у ИДК можно увеличить скос пазов ротора или уменьшить сечение стержней, а иногда подобрать соответствующий материал ротора. В каждом конкретном случае надо провести тепловые расчеты, исходя из сохранения неизменным теплового режима, если условия окружающей среды остались прежними.

Задача 7. Используя магнитную систему двигателя ДИД-5ТВ, пересчитать его частоту $f=1000$ Гц, $U_y=30$ В; $U_b=36$ В. Найти новые обмоточные данные и пусковой момент.

По сравнению с базовой машиной (см. задачу 1) должны сохраниться плот-

ность теплового потока σ_s и соотношение мощностей в фазах при пуске. Самоход не допускается. Расчет ведется для 20°C .

Для обеспечения отсутствия самохода при невозможности уменьшения толщины полого ротора по соображениям механической прочности существуют два пути решения задачи: а) увеличение вдвое числа пар полюсов; б) изменение материала ротора (алюминий $\rho_{\text{Al}20^\circ} = 0,029 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$ на дюралюминий Д1-Т $\rho_{\text{DAI}20^\circ} = 0,054 \text{ мкОм}\cdot\text{м}$) при сохранении неизменным относительного сопротивления взаимной индукции ξ_m путем увеличения суммарного воздушного зазора.

Решение. Рассмотрим увеличение числа полюсов. При пересчете двигателя ДИД-5ТВ с $f=400 \text{ Гц}$ (см. задачу 1) на $f'=1000 \text{ Гц}$ увеличиваем число полюсов вдвое: $2p'=12$. Принимаем, что из-за увеличения числа полюсов (уменьшения полюсного деления) за счет изменения длины лобовых частей относительное активное сопротивление обмотки статора уменьшится на 20%: $\rho'_{sy} = 0,8 \times \rho_{sy} = 0,8 \cdot 9/43,5 = 0,166$. Относительное сопротивление взаимной индукции уменьшится в соответствии с выражением, приведенным в табл. 4.1, в 1,6 раза:

$$\xi'_{my} = \xi_{my} \frac{f' \cdot p^2}{f \cdot (p')^2} = \frac{75}{43,5} \cdot \frac{1000}{400} \cdot \frac{3^2}{6^2} = 1,08.$$

Изменение обмоточных коэффициентов

$$\frac{k'_0}{k_0} = \frac{q' \cdot \sin(45/q')}{q \cdot \sin(45/q)} = \frac{\sin 45}{2 \sin(45/2)} = \cos(45/2) = 0,924.$$

Относительное сопротивление рассеяния обмотки статора в соответствии с выражением в табл. 4.1 возрастает в 2,92 раза:

$$\xi'_{sy} = \xi_{sy} \frac{f' p q k_0^2}{f p' q' (k'_0)^2} = \frac{18 \cdot 1000 \cdot 3 \cdot 2}{43,5 \cdot 400 \cdot 6 \cdot 1 \cdot 0,924^2} = 1,208.$$

Относительное сопротивление фазы управления при пуске

$$\gamma'_{y.k} = (\rho'_{sy} + \rho''_{Ry.k}) + j(\xi'_{sy} + \xi''_{Ry.k}) = \rho'_{y.k} + j\xi'_{y.k},$$

$$\text{где } \rho''_{Ry.k} = (\xi'_{my})^2 / [1 + (\xi'_{my})^2] = 1,08^2 / (1 + 1,08^2) = 0,538; \quad \xi''_{Ry.k} = \xi'_{my} / [1 + (\xi'_{my})^2] = 1,08 / (1 + 1,08^2) = 0,499; \quad \gamma'_{y.k} = (0,166 + 0,538) + j(1,208 + 0,499) = 0,704 + j1,707 = 1,85e^{j68^\circ}.$$

Так как активная потребляемая мощность фазы управления при пуске не изменяется, то находим новое значение активного сопротивления ротора, приведенное к обмоточным данным фазы управления:

$$r'_{ry} = U_{\gamma y.k}^2 / [P_{y.k} (\gamma'_{y.k})^2] = 30^2 \cdot 0,704 / (12,1 \cdot 1,85^2) = 15,3 \text{ Ом}.$$

Отношение потребляемых фазами активных мощностей не изменяется: $P'_{y.k} / P_{y.k} = U_{\gamma}^2 / (k U_y)^2 = \text{const}$, сохраняется коэффициент трансформации $k = 0,72$.

Новое число витков обмоток управления и возбуждения, числа витков в катушках и диаметры проводов соответственно:

$$w'_y = \frac{k_0}{k'_0} w_y \sqrt{r_{ry} / r_{ry}} = \frac{1}{0,924} \cdot 384 \sqrt{15,3/43,5} = 264; \quad w'_{y.k} = 22;$$

$$w'_B = kw'_y = 0,72 \cdot 264 \cong 204; w'_{BK} = 17;$$

$$d_B = d_B \sqrt{w_{B,K}/w'_{B,K}} = 0,44 \cdot \sqrt{23/17} = 0,51; d'_B = 0,5 \text{ мм};$$

$$d'_y = d_y \sqrt{w_{y,K}/w'_{y,K}} = 0,38 \sqrt{32/22} = 0,458; d'_y = 0,45 \text{ мм}.$$

Электромагнитная мощность при пуске:

$$P'_{\text{э.у.к}} = \frac{1}{r'_{Ry}} \left(\frac{U_y}{\gamma'_{y,K}} \right)^2 \rho'_{Ry,K} = \frac{1 \cdot 30^2 \cdot 0,538}{15,3 \cdot 1,85^2} = 9,25 \text{ Вт};$$

$$P'_{\text{э.в.к}} = \frac{1}{k^2 r'_{Ry}} \left(\frac{U_B}{\gamma'_{y,K}} \right)^2 \rho'_{Ry,K} = \frac{1 \cdot 36^2 \cdot 0,538}{0,72^2 \cdot 15,3 \cdot 1,85^2} = 26,7 \text{ Вт};$$

$$P'_{\text{э.к}} = 2 \sqrt{P'_{\text{э.у.к}} \cdot P'_{\text{э.в.к}}} = 2 \sqrt{9,25 \cdot 26,7} = 30,8 \text{ Вт}.$$

Пусковой момент

$$M_K = 30 P'_{\text{э.к}} / (\pi n_c) = 30 \cdot 30,8 / (\pi \cdot 10000) = 0,0293 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$\text{где } n_c = 60 f' / p' = 60 \cdot 1000 / 6 = 10\,000 \text{ об/мин.}$$

Теперь решим задачу заменой материала ротора. При пересчете двигателя на частоту $f' = 1000$ Гц (частота увеличивается в 2,5 раза) и переходе на другой материал ротора — дюралюминий $D1\text{-Тр}'_{R\,20^\circ} = 0,054$ мкОм·м (удельное сопротивление возрастает в 1,86 раза) изменяются относительные сопротивления схемы замещения по отношению к базовой машине (см. задачу 1) соответственно:

$$\xi'_{my} = \xi_{my} \frac{f' \rho_R}{f \rho'_R} = \frac{75}{43,5} \cdot \frac{1000}{400} \cdot \frac{0,029}{0,054} = 2,28;$$

$$\rho'_{sy} = \rho_{sy} \rho_R / \rho'_R = (9/43,5) \cdot 0,029 / 0,054 = 0,111;$$

$$\xi'_{sy} = \xi_{sy} \frac{f'}{f} \cdot \frac{\rho_R}{\rho'_R} = \frac{18}{43,5} \cdot \frac{1000}{400} \cdot \frac{0,029}{0,054} = 0,555.$$

Для обеспечения отсутствия самохода необходимо сохранить относительное сопротивление взаимной индукции $\xi'_{my} = 1,72$ базовой машины на прежнем уровне, и поэтому приходится увеличить воздушный зазор машины в $2,28/1,72 = 1,33$ раза и сделать $\delta' = 1,33 \cdot 0,5 \approx 0,7$ мм.

Тогда относительное полное сопротивление фазы управления при пуске

$$\gamma'_{y,K} = (\rho'_{sy} + \rho'_{Ry,K}) + j(\xi'_{sy} + \xi'_{Ry,K}) = (0,111 + 32,6/43,5) + j \cdot (0,555 + 18,9/43,5) = 0,86 + j0,99 = 1,31 e^{j49^\circ}.$$

Так как активная потребляемая мощность фазы управления при пуске не изменяется, то находим новое активное сопротивление ротора, приведенное к обмоточным данным этой фазы:

$$r'_{Ry} = \frac{U_y^2 \rho_{y.k}}{P_{y.k} \gamma_{y.k}^{'2}} = \frac{302 \cdot 0,86}{12,1 \cdot 1,31^2} = 37,8 \text{ Ом.}$$

Новые обмоточные данные фазы управления и возбуждения, учитывая, что коэффициент трансформации k не изменяется и равен 0,72:

$$\omega'_y = \omega_y \sqrt{r'_{Ry} \rho_R / r_{Ry} \rho'_R} = 384 \sqrt{37,8 \cdot 0,029 / 43,5 \cdot 0,054} = 264;$$

$$\omega'_{yk} = 22; d'_y = d_y \sqrt{\omega_{yk} / \omega'_{yk}} = 0,38 \sqrt{32 / 22} = 0,458.$$

Принимаем $d'_y = 0,45$ мм:

$$\omega'_b = k \omega'_y = 0,72 \cdot 264 \cong 192; \omega'_{bk} = 16; d'_b = 0,44 \sqrt{23 / 16} = 0,528.$$

Электромагнитная мощность при пуске

$$P'_{\Sigma yk} = \frac{1}{r'_{Ry}} \left(\frac{U_y}{\gamma'_{yk}} \right)^2 \rho'_{Ryk} = \frac{302 \cdot 0,749}{37,8 \cdot 1,32^2} = 10,39 \text{ Вт.}$$

$$P'_{\Sigma bk} = \frac{1}{k^2 r'_{Ry}} \left(\frac{U_b}{\gamma'_{yk}} \right)^2 \rho'_{Ryk} = \frac{1}{0,72^2 \cdot 37,8} \frac{36^2}{1,31^2} 0,749 = 28,87 \text{ Вт.}$$

$$P'_{\Sigma k} = 2 \sqrt{P'_{\Sigma yk} \cdot P'_{\Sigma bk}} = 2 \sqrt{10,39 \cdot 28,87} = 34,6 \text{ Вт.}$$

Пусковой момент

$$M_k = 30 P'_{\Sigma k} / (\pi n_c) = 30 \cdot 34,6 / (\pi \cdot 10000) = 0,033 \text{ Н} \cdot \text{м.}$$

Задача 8. Дано: $2p=6$, $q=1$, ротор имеет 20 стержней, коэффициент скоса $k_{ск}=0,901$. Параметры схемы замещения машины: $r_{Ry}=250$ Ом, $\rho_{sy}=\rho_{sb}=0,304$; $\xi_{sy}=\xi_{sb}=0,344$; $\xi_{my}=\xi_{mb}=1,12$.

Так как относительное индуктивное сопротивление рассеяния ротора мало (см. табл. В.4), то его можно не учитывать. Наружная поверхность машины $S_k=33,3$ см². Потребляемые мощности при пуске: $P_{yk}=2,1$ Вт; $P_{b.k}=2,25$ Вт. Пусковой момент $M_k=3,2 \cdot 10^{-3}$ Н·м. Обмоточные данные: $\omega_y=320$; $d_y=0,12$; $\omega_b=370$; $d_b=0,4$ мм. Пересчитать исполнительный двигатель ДМ-0,4 с короткозамкнутым ротором, работающий от двухфазной сети: $U_b=36$ В; $U_y=30$ В; $f=400$ Гц на частоту 1000 Гц при неизменной тепловой нагрузке $\sigma_s=0,13$ Вт/см² и отсутствии самохода. Найти новые обмоточные данные и пусковой момент.

По сравнению с задачей 7 для данного двигателя нельзя изменить число пар полюсов при переходе к $f'=1000$ Гц, так как у него $q=1$.

Учитывая, что из-за изменения частоты $f'/f=1000/400=2,5$ во столько же раз изменится сопротивление взаимной индукции x_{my} , а из-за условия отсутствия самохода необходимо сохранить значение $\xi_{my}=x_{my}/r_{Ry}=\text{const}$. Увеличиваем активное сопротивление ротора $r'_{Ry} \sim \rho_R/k_{ск}^2$ за счет перехода на материал с большим удельным сопротивлением и несколько изменяем угол скоса пазов ротора (см. задачу 6). Перейдем на новый материал «беличьей клетки» — сплав АЛ-2, его удельное сопротивление $\rho_{АЛ2}=0,0548$ мкОм·м в 1,9 раза выше, чем у чистого алюминия $\rho_{АЛ}=0,029$ мкОм·м. Дальнейшее увеличение r'_{Ry} в 2,5/1,9=1,3 раза получаем с помощью изменения коэффициента скоса $k'_{ск}=k_{ск}/\sqrt{1,3}=0,901/1,14=0,79$. Новому коэффициенту скоса соответствующий снос пазов на 2,5 зубцовых деления ротора.

Проверяем новый коэффициент скося

$$k'_{\text{ск}} = \frac{\sin \frac{\pi p}{Z_R} \beta'_{\text{ск}}}{\frac{\pi p}{Z_R} \beta'_{\text{ск}}} = \frac{\sin \frac{180 \cdot 3}{20} 2,5}{\frac{\pi \cdot 3}{20} 2,5} = \frac{0,924}{1,18} = 0,784.$$

Новый двигатель, рассчитываемый на более высокую частоту $f' = 1000$ Гц, будет иметь:

$$r'_{Ry} = 2,5 r_{Ry} \left(\frac{w_y}{w'_y} \right)^2 = 625 \left(\frac{w_y}{w'_y} \right)^2; \quad \rho'_{Sy} = \rho'_{Sb} = \frac{\rho_{Sy}}{2,5} = \frac{0,304}{2,5} = 0,122;$$

$$\xi'_{Sy} = \xi'_{Sb} = 0,344; \quad \xi'_{my} = \xi'_{mb} = 1,12.$$

Коэффициент трансформации не изменяется: $k = 1,16$.

Относительное сопротивление фазы управления при пуске

$$\gamma'_{y.k} = (\rho'_{Sy} + \rho'_{Ry.k}) + j(\xi'_{Sy} + \xi'_{Ry.k}) = \rho'_{y.k} + j\xi'_{y.k} = (0,122 + 0,556) + j(0,344 + 0,497) = 0,678 + j0,841 = 1,08 e^{j51^\circ},$$

$$\text{где } \rho'_{Ry.k} = (\xi'_{my})^2 / [1 + (\xi'_{my})^2] = 1,12^2 / (1 + 1,12^2) = 0,556;$$

$$\xi'_{Ry.k} = \xi'_{my} / [1 + (\xi'_{my})^2] = 1,12 / (1 + 1,12^2) = 0,497.$$

Новое число витков и диаметр провода обмотки управления находим из условия постоянства потребляемой мощности $P_{y.k} = \text{const}$:

$$2,5 r_{Ry} \left(\frac{w'_y}{w_y} \right)^2 = \frac{U_{y'}^2 \rho'_{y.k}}{P_{y.k} (\gamma'_{y.k})^2}; \quad 625 \left(\frac{w'_y}{w_y} \right)^2 = \frac{302 \cdot 0,678}{2,1 \cdot 1,08^2} = 294,1;$$

$$w'_y / w_y = \sqrt{294,1 / 625} = 0,631; \quad w'_y = w_y \cdot 0,631 = 320 \cdot 0,631 \cong 222; \quad w'_{y.k} = 37;$$

$$d'_y = d_y \sqrt{w_y / w'_{y.k}} = 0,12 \sqrt{53 / 37} = 0,143; \quad d'_y = 0,14 \text{ мм}; \quad r'_{Ry} = 248,85 \text{ Ом}.$$

Новое число витков обмотки возбуждения: $w'_b = k w'_y = 1,16 \cdot 222 = 258$;

$$w'_{b.k} = 43; \quad d'_b = d_b \sqrt{w_{b.k} / w'_{b.k}} = 0,11 \sqrt{62 / 43} = 0,132. \text{ Принимаем } d'_b = 0,13 \text{ мм}.$$

Электромагнитная мощность управления при пуске:

$$P_{\Sigma y.k} = \frac{1}{r'_{Ry}} \left(\frac{U_y}{\gamma'_{y.k}} \right)^2 \rho'_{Ry.k} = \frac{302 \cdot 0,556}{248,85 \cdot 1,08^2} = 1,72 \text{ Вт}$$

$$P_{\Sigma b.k} = \frac{1}{k^2 r'_{Ry}} \left(\frac{U_b}{\gamma'_{y.k}} \right)^2 \rho'_{Ry.k} = \frac{36^2 \cdot 0,556}{1,16^2 \cdot 248,85 \cdot 1,08^2} = 1,84 \text{ Вт};$$

$$P_{\Sigma k} = 2 \sqrt{P_{\Sigma y.k} \cdot P_{\Sigma b.k}} = 2 \sqrt{1,72 \cdot 1,84} = 3,56 \text{ Вт}.$$

Пусковой момент $M_k = 30 P_{\Sigma k} / (\pi n_c) = 30 \cdot 3,56 / (\pi \cdot 20000) = 1,69 \cdot 10^{-3} \text{ Н} \cdot \text{м}$, где $n_c = 60 f' / p = 60 \cdot 1000 / 3 = 20000 \text{ об/мин}$.

Потребляемая мощность: $P_{y.k} = 2,1 \text{ Вт}$; $P_{b.k} = P_{y.k} U_b^2 / k^2 U_y^2 = 2,1 \cdot 36^2 / (1,16 \times 30)^2 = 2,25 \text{ Вт}$; $P_{S.k} = P_{y.k} + P_{b.k} = 2,1 + 2,25 = 4,35 \text{ Вт}$.

Проверяем удельный тепловой поток $\sigma_s = P_{S.k} / S_k = 4,35 / 33,3 = 0,13 \text{ Вт/см}^2$. Он сохранился неизменным.

ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ РАСЧЕТЫ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ

ГЛАВА 12

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ВЫБОР МЕТОДА ПОИСКА ОПТИМАЛЬНОГО ВАРИАНТА

§ 12.1

Обзор методик оптимизации

В настоящее время созданы и функционируют ряд систем автоматизированного проектирования (САПР) электрических машин средней и большой мощности. Они охватывают оптимальное расчетное проектирование; конструкторское проектирование; ведение технической документации.

Автоматизированное проектирование включает формирование и исследование математических моделей проектируемых машин и систем, поиск оптимальных технических решений, машинную графику. На вычислительную машину в САПР возлагаются этапы проектирования, требующие большого объема вычислений, подготовки носителей информации, выпуск чертежно-конструкторской документации, проектирование технологической оснастки. При этом предусматривается взаимодействие проектировщика с ЭВМ. Разработчики высвобождаются для решения творческих задач. Удаётся снизить и объем дорогостоящих макетных испытаний, заменив их расчетами на ЭВМ. Эффективность автоматизации проектирования можно показать на примере САПР асинхронных трехфазных двигателей общего применения, которая является базовой в отрасли.

На стадии проектирования эффективность получается за счет улучшения качества двигателей, повышения производительности труда расчетчиков в 6 ... 7 раз, снижения стоимости расчетов в 4 раза, ожидаемого повышения производительности при разработке конструкций и выпуске чертежей в 3 ... 5 раз. При этом общее сокращение сроков проектирования и конструирования, включая изготовление и испытание образцов, достигает 10 ... 15%.

В области электрических двигателей малой мощности работы по созданию САПР пока затрагивают лишь вопросы оптимального

расчетного проектирования. Это связано в значительной мере с многономенклатурностью машин малой мощности, многообразием их конструктивных и схемных решений, сложностью точного математического описания физических процессов, большим числом организаций и ведомств, занимающихся их разработкой, и др. Задачи, стоящие перед разработчиками, сложны, так как двигатели малой мощности характеризуются весьма большим числом параметров и выходных показателей и должны работать в разнообразных приводах и системах, параметры которых в свою очередь оказывают заметное влияние на их характеристики. Это накладывает многочисленные и часто весьма жесткие ограничения на конструкцию и параметры разрабатываемого двигателя. Задача была бы неразрешима без привлечения вычислительной техники и использования системного подхода к проектированию машин [7, 18].

Прежде чем сформулировать особенности автоматизированного проектирования ИД, рассмотрим коротко общие положения и примеры реализации задач оптимизации для асинхронных микродвигателей. При постановке задачи оптимизации необходимо: 1) обоснованно выбрать критерий или несколько критериев (тогда задача является многокритериальной) оптимизации — функции цели; 2) установить число и состав варьируемых независимых переменных и исходных данных (постоянных во время расчета); 3) выявить в соответствии с техническим заданием (ТЗ) технические, геометрические и технологические ограничения (лимитеры); 4) разработать математическую модель проектируемой электрической машины (алгоритм расчета параметров), выходных показателей и функции цели; 5) составить логическую схему принятия решений и поиска оптимальных значений варьируемых величин, включая выбор метода поиска оптимального варианта; 6) разработать математическое обеспечение и на его основе программный комплекс оптимизации, обратив внимание на вывод результатов.

Математическая задача поиска оптимального варианта проектируемого двигателя является задачей нелинейного программирования. Она формулируется следующим образом: требуется найти значение независимых переменных — варьируемых величин $x_1, x_2, \dots, x_n$, т. е. такую точку вектора $\bar{X}$ в n -мерном пространстве, в которой нелинейная функция цели $F(\bar{X})$ достигает максимума (или минимума). При этом допустимая область G , в которой находится точка $\bar{X}$, задается системой неравенств: $g_i(\bar{X}) \geq L_i$; $i = 1, 2, \dots, m$. Эти ограничения (обычно нелинейные функции $\bar{X}$) обусловлены в первую очередь техническими требованиями и характеристиками проектируемого двигателя. Должны также соблюдаться технологические ограничения (особенно жесткие в двигателях самой малой мощности).

При составлении математической модели учитываются и требования, связанные с расчетными формулами, например неотрица-

тельность подкоренных выражений и геометрических размеров. Математическая модель должна адекватно отражать физические процессы в машине и при этом быть достаточно простой. Она связывает выходные показатели машины, являющиеся ограничителями или входящие в функцию цели, с независимыми переменными для отдельных типов машин в зависимости от условий их применения. Математическая модель описывает основные конструктивные элементы, параметры и внутренние связи. В алгоритме оптимизации используются имеющиеся теоретические разработки.

Большое внимание должно быть уделено перестройке математических моделей проектируемых двигателей с учетом специфики ЭВМ. Это относится к вводу исходных данных, виду формул, входящих в алгоритм, табличной записи ряда кривых или замене их аппроксимирующими выражениями (например, использование заранее полученных полиномов некоторых выходных показателей), а также по возможности к применению наибольшего числа стандартных и библиотечных программ. Математическая модель в широком смысле включает и логику перехода от одного варианта к другому, указания, как поступить в случае невыполнения ограничений, а также, когда считать поиск оконченным. В ряде случаев на печать выводятся все варианты двигателя, удовлетворяющие заданным ограничениям, а выбор оптимального варианта делает разработчик.

Дальнейшее развитие решения задачи оптимизации связано с использованием диалогового режима «человек — ЭВМ», когда в процессе расчета разработчик принимает решение в отношении выбора размеров, параметров, электромагнитных нагрузок и дает соответствующие указания ЭВМ.

Однозначный выбор наилучшего математического метода поиска оптимального варианта с помощью ЭВМ затруднен из-за отсутствия универсального критерия их оценки, все продолжающегося процесса развития самих методов нелинейного программирования, сложного и разнообразного характера зависимостей функции цели и ограничителей от независимых переменных для различных типов машин. Усложняет этот выбор и наличие ряда неконтролируемых разработчиком ограничений.

Функция цели может иметь несколько экстремумов, но только один (или несколько равных) соответствуют абсолютно лучшему варианту. Функция цели обычно охватывает ряд показателей качества, которые либо рассматриваются как отдельные критерии (многокритериальная оптимизация), либо свертываются разными методами в единый обобщенный критерий.

Условная классификация методов поиска оптимального варианта дана в [6]. В практике проектирования электрических машин нашли применение различные методы: упорядоченный перебор, случайный перебор, в том числе с адаптацией; а из методов направленного поиска — градиентный и динамическое программирование.

Хотя математическая постановка задачи оптимизации машин различных мощностей остается одинаковой, в микромашинах само решение задачи сильно усложняется для двухфазных и однофазных асинхронных микромашин из-за наличия разного рода асимметрии (электрической, пространственной, магнитной), необходимости учета большого числа технологических ограничений и технологического разброса параметров, а также разнообразия требований по условиям применения.

Сведения об особенностях известных методик оптимизации асинхронных двигателей (АД) малой мощности, приведенные в табл. 12.1, позволяют сделать некоторые общие выводы.

1. В качестве независимых переменных в неуправляемых АД используются размеры машины, индукция в воздушном зазоре (или число витков), иногда как в однофазных двигателях общего применения конструктивные коэффициенты (k_D , $k_{\text{ис}}$, $k_{\text{иР}}$), характеризующие поперечную геометрию листов статора и ротора и удельный объем $V_{\text{уд}} = \pi D_{\text{н}}^2 l_s / 4P_{\text{н}}$.

2. Лимитерами служат кратности максимального k_m и пускового k_n моментов, кратность пускового тока k_i , превышение температуры обмотки статора θ_s , а иногда и жесткость механической характеристики. В конденсаторных АД ограничивается также напряжение на конденсаторе U_k .

3. В качестве функции цели в неуправляемых АД используются чаще всего приведенные затраты ΣC , включающие затраты на изготовление и эксплуатацию машины или интегральный показатель $I = P_{\text{н}} t P_k / \Sigma C$, равный полезному эффекту за время работы t на рубль затрат и учитывающий обобщенный показатель качества P_k [6, 18].

4. В одной из первых методик МЭИ для оптимизации ИД в качестве независимых переменных приняты относительные параметры схемы замещения, определяющие свойства и выходные характеристики двигателей. Ограничителями служат тепловые нагрузки на статоре и роторе, магнитная индукция в зубцах и их допустимая ширина. Функцией цели являлся обобщенный показатель качества (свойств) P_k (12.1).

5. Для поиска оптимального варианта машины чаще всего используется упорядоченный перебор — обход узловых точек n -мерного пространства независимых переменных. Применяется и случайный поиск, в частности метод Монте-Карло. Ряд авторов предпочитают вывод на печать всех вариантов, удовлетворяющих ограничениям, с последующим их анализом. В последнее время для неуправляемых АД применяется многокритериальная оптимизация, в которой используются два критерия — коэффициент уровня качества ($\bar{k}_y$) и необходимые для его получения дополнительные затраты (ΔC). Лучший вариант выбирается из области, оптимальной по Парето, построенной в координатах $\bar{k}_y$ и ΔC дополнительных по отношению к минимуму приведенных затрат [18].

Т а б л и ц а 12.1. Обзор методик оптимизации АД малой мощности

Тип АД	Применение	Основные исходные данные	Независимые переменные	Функция цели	Основные лимитеры	Метод поиска оптимального варианта	Авторы
Трехфазные	Общее	$P_n, f, 2p, U_n$	$D, h_{zs}, b_{zs}, B_\delta$	ΣC	k_m, B_{zs}, θ_s	Обход узловых точек n -факторного пространства независимых переменных	К. А. Алиханян
ИД	Системы автоматизации	$M_n, f, 2p, U_b, U_y$	ξ_m, ρ_s, ξ_s	P_k	$B_{zs}, \sigma_s, \sigma_R, b_{zs}$		Е. М. Лолухина, Б. Г. Аль-Наши
Однофазные	Бытовые	$P_n, f, 2p, U_n$	$k_D, k_{zs}, k_{nR}, V_{yD}$	ΣC или I_{I_k}	$k_m, k_n, k_i, \theta_s(P_x)$		Е. М. Лолухина, Г. А. Семенов и др.
Трехфазные	Общее	$P_n, f, 2p, U_n$	$D, D_n, b_{zR}, B_\delta, B_{zs}, U_n$	ΣC	k_m, k_n, k_i, θ_s	Монте-Карло	Ю. Г. Блаватский
Однофазные на базе трехфазных	Общее	$P_n, f, 2p, \tilde{U}_n$	ω_A, k, C	—	k_m, k_n, k_i	Анализ вариантов расчета	В. М. Гандшу
Трехфазные и однофазные на их базе	Системы автоматизации	$P_n, f, 2p, U_n$	D, D_n, I_s, B_δ	$P_{R_{\max}}, \eta_{\max}$	k_m, k_n, θ_s	Анализ вариантов расчета	П. И. Меньшиков, В. С. Рыбаков
Трехфазные	То же	$P_n, f, 2p, U_n$	D, I_s	ΣC	k_m, k_n . Жесткость кривой $M=f(n)$	Анализ кривой $I_s=f(D)$	Э. А. Лодочников, В. М. Зайчик

В неуправляемых АД главным является обеспечение высокого уровня энергетических и экономических показателей. Главным требованием к ИД является обеспечение нужных по условиям применения выходных показателей и свойств при минимальном недоиспользовании машины. Задача оптимизационного расчета ИД лучше всего решается параметрическим методом (см. гл. 4 и 5). Многокритериальность задачи и сравнительно узкая допустимая область поиска оптимального варианта ИД делают целесообразным применение метода обхода узловых точек. Полученные результаты предварительного параметрического исследования ИД позволяют упростить математическую модель двигателя, сузить зону поиска оптимального варианта и выработать его рациональную стратегию (см. гл. 13).

§ 12.2 **Исходные данные.** **Критерии оптимизации и ограничения**

Решение задачи оптимизации ИД разберем на примере алгоритма, разработанного в МЭИ (см. гл. 13). Исходные данные для оптимизационного расчета и их идентификаторы приведены в табл. 12.2. Они включают: номинальные данные (пп. 1—6); показатели свойств используемых материалов (пп. 7—14); числовые значения лимитеров (пп. 16—22); начальные значения независимых переменных (пп. 23—25 и пп. 27, 28, 34 для ИДК или пп. 27, 28, 33 для ИДП).

В некоторых задачах часть выходных показателей (пп. 16—20) выступают в качестве критериев оптимальности. Это могут быть индивидуальные показатели или их совокупность, характеризующая качество двигателя.

В одной из первых разработанных в МЭИ методик оптимизации ИД (см. § 13.1) критерием оптимальности является обобщенный показатель свойств (качеств):

$$P_k = \sqrt[n]{P_n \left[\frac{(a_i)}{(a_i)_{\text{опт}}} \right]^{k_{vi}}}, \quad (12.1)$$

где i — индекс свойств; n — число свойств; P_n — знак произведения n относительных показателей свойств; (a_i) , $(a_i)_{\text{опт}}$ — показатели свойства рассматриваемого варианта и лучшего; k_{vi} — коэффициент удельного веса (важности) данного свойства.

Лимитировались тепловые нагрузки на поверхности ротора $\sigma_R = P_{\text{э.к}}/S_{\text{нр}}$ и статора $\sigma_S = P_{\text{сн}}/S_{\text{к}}$ при пуске, устойчивость механической характеристики $m = M/M_k < 1$, допустимые индукция в зубцах статора и напряжение на конденсаторе (для конденсаторных ИД).

Таблица 12.2. Исходные данные оптимизационного расчета исполнительных двигателей

Наименование	Обозначение величины	Идентификатор
1. Номинальная мощность, Вт	P_n	PN
2. Частота сети, Гц	f	F
3. Число пар полюсов	p	POL
4. Пусковой момент, Н·м	M_k	AMK
5. Напряжение управления, В	U_y	UA
6. Напряжение возбуждения (сети), В	U_b	UB
7. Удельное сопротивление меди, мкОм·м	ρ_m	ROM
8. Удельное сопротивление материала ротора, мкОм·м	ρ_R	ROR
9. Коэффициент заполнения пакета сталью, о. е.	k_c	AKS
10. Плотность материала корпуса, кг/дм ³	γ_k	GAMMAK
11. Плотность материала щитов, кг/дм ³	$\gamma_{щ}$	GAMMASH
12. Плотность материала вала, кг/дм ³	γ_b	GAMMAV
13. Плотность материала ротора, кг/дм ³	γ_R	GAMMAR
14. Удельные потери в стали, Вт/кг	$P_{1,0/f}$	PUD
15. Тип паза статора — трапецидальный, полуовальный, овальный		
16. Электромеханическая постоянная времени, с	$T_{мд}$	TM
17. Нелинейность механической характеристики, о. е.	Δm_d	DELTAM
18. Коэффициент полезного действия, %	η_d	ETA
19. Масса двигателя, кг	G_d	GAMMA
20. Мощность управления, Вт	$P_{y,ko}$	PAKØ
21. Тепловая нагрузка на наружной поверхности машины, Вт/см ²	σ_S	SIGMAS
22. Тепловая нагрузка на поверхности ротора, Вт/см ²	σ_R	SIGMAR
23. Относительное сопротивление взаимной индукции, о. е.	ξ_m	OKSIM
24. Относительное активное сопротивление обмотки статора, о. е.	ρ_s	OROS
25. Относительное индуктивное сопротивление рассеивания обмотки статора, о. е.	ξ_s	OKSIS
26. Критическое скольжение симметричной машины, о. е.	s_k	SK
27. Внутренний диаметр статора, см	D	D
28. Длина пакета статора, см	l_s	AL
29. Индукция в воздушном зазоре, Тл	B_δ	BDELT
30. Ширина зубца статора, см	b_z	BZS
31. Высота спинки статора, см	h_a	HAS
32. Ширина зубца ротора, см	b_{zR}	BZR
33. Толщина стенки полого ротора, см	Δ	DELTR
34. Коэффициент использования листа ротора (для короткозамкнутого ротора), о. е.	$k_{нR}$	AKZR

В дальнейшем (см. § 13.2) был разработан алгоритм и программный комплекс оптимизации ИД с заданными свойствами и минимумом массы. Эта задача представляет интерес особенно для ИД, используемых в летательных аппаратах. При ее решении критерием оптимизации является масса машины G_d , а в состав лимитеров входят требуемые по условиям применения показатели свойств: электромеханическая постоянная времени $T_{мд}$, нелинейность механической характеристики Δm_d . Иногда ограничивается и мощность управления $P_{у.ко д}$. Таким образом, в зависимости от степени важности тех или иных свойств их показатели могут выступать как критерии оптимизации или лимитеры.

ГЛАВА 13 АЛГОРИТМЫ И ПРОГРАММЫ ОПТИМИЗАЦИИ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИХ РЕАЛИЗАЦИЯ

§ 13.1 Многокритериальная оптимизация исполнительных двигателей

Применение параметрического принципа при синтезе ИД на ЭВМ позволяет подчинить расчет машины с самого начала получению оптимального комплекса свойств, включая требования к выходным характеристикам. При построении математической модели используются результаты исследований (см. гл. 1—9). Схема алгоритма оптимизации ИД параметрическим методом показана на рис. 13.1 на примере двигателя с полым немагнитным ротором.

В качестве независимых переменных выбраны относительные параметры схемы замещения: сопротивление взаимоиндукции ξ_m , активное ρ_s и индуктивное ξ_s сопротивления обмотки статора.

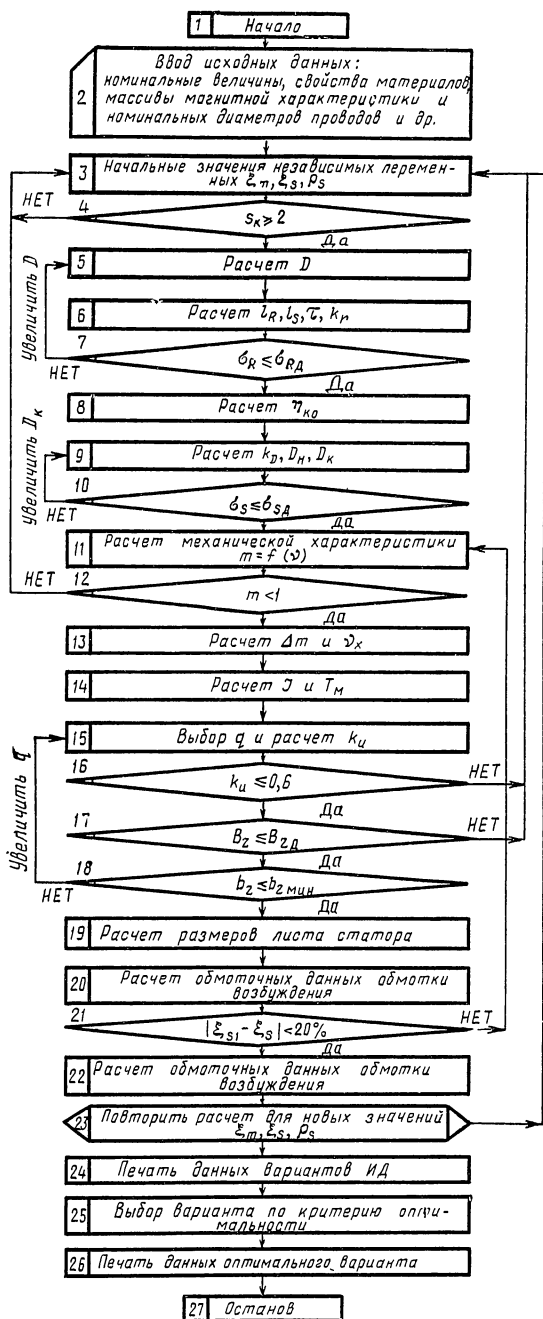
Исследования позволили установить с учетом требований к свойствам ИД диапазон изменения значений основных показателей, а также выявить влияние на них каждого из относительных параметров схемы замещения.

Зависимости относительных параметров от главных размеров, свойств используемых материалов, конструктивных коэффициентов, типа обмотки статора дают возможность перейти к определению размеров машины. Это позволяет построить сравнительно простую математическую модель ИД и ускорить поиск оптимального варианта машины.

При решении задачи оптимизации принято, что:

1) в число исходных данных, постоянных во время поискового расчета, входят 14 величин (табл. 12.2, пп. 1—14);

2) наружный диаметр корпуса машины D_k ограничивается в соответствии с ГОСТ 12126—86 и рядом предпочтительных чисел R40, воздушный зазор δ и толщина полого немагнитного ротора Δ выбираются в зависимости от значения внутреннего диаметра ста-



тора D с использованием рекомендаций, обобщенных в главе 5, § 5.1 (см. рис. 5.5), а коэффициент заполнения паза голый медью $k_{зг}$ является функцией диаметра провода (см. рис. 5.4). Диаметры и сечения проводов выбираются из стандартного ряда (см. табл. П.1.1; П.1.4). Высота и ширина прорези (щели паза) статора принимается из технологических соображений (см. § 7.1);

3) *лимитерами* являются допустимые тепловые нагрузки на поверхности ротора σ_{RD} и статора σ_{SD} (см. § 9.2, рис. 9.3; 9.6), индукция в зубцах статора B_{zd} , минимальная ширина зуба $b_{z\min}$ (табл. 7.4). Проводится также проверка устойчивости механической характеристики ($s_k > 2, m \leq 1$);

4) *критериями оптимальности* служат индивидуальные показатели свойств (пп. 16—20, табл. 12.2) или обобщенный показатель качества, который определяется согласно (12.1).

Выбор начального варианта осуществляется с учетом полученных зависимостей выходных показателей от параметров (см. § 4.3; 4.4; 4.5) и по опыту вы-

Рис. 13.1. Схема алгоритма оптимизации ИДП

полненных машин (табл. В.3, В.4) так, чтобы он заведомо находился внутри зоны поиска. Затем выполняются расчеты вариантов при всех возможных сочетаниях варьируемых параметров (например, с шагом $\Delta \xi_m = 0,1$; $\Delta \rho_s = 0,02$ от начальных значений до граничных). Варьируются только два относительных параметра ξ_m и ρ_s , а третий в начале принимается $\xi_s = k \rho_s$ (k назначается по опыту выполненных машин, например по данным табл. В.3 и В.4). На последующих этапах ξ_s уточняется. Из числа вариантов ИД, удовлетворяющих всем ограничениям, выбирается лучший по принятому из условий применения критерию. На печать выводятся все варианты. При принятии окончательного решения для выполнения эскизного проекта машины разработчик получает обширный материал для анализа и может учесть все необходимые конструкторские и технологические факторы.

Оптимизационный расчет двигателя, согласно предложенной схеме алгоритма (рис. 13.1). Его можно условно разделить на: 1) расчет внутреннего диаметра статора (п. 1—6 алгоритма); 2) проверку тепловых нагрузок и определение наружного диаметра корпуса машины (п. 7—17); 3) расчет механической характеристики двигателя и показателя ее нелинейности Δm (п. 18); 4) определение момента инерции и электромеханической постоянной времени (п. 19); 5) определение обмоточных данных, размеров листа статора и расчет магнитной цепи (п. 20—26, 28); 6) уточнение предварительно выбранного значения относительного сопротивления рассеяния обмотки статора ξ_s (п. 27); 7) выбор оптимального варианта машины (п. 30—32).

Рассмотренный алгоритм оптимизации ИДП подходит принципиально и для двигателей с ротором типа «беличья клетка», изменяются в нем лишь формулы, связанные с расчетом геометрии машины и параметров ротора (см. § 4.2; 5.3).

В соответствии с предлагаемым алгоритмом расчет ИДП проводится в следующем порядке:

1. Найти критическое скольжение

$$s_k = [1/(\xi_m \gamma_s)] \sqrt{\rho_s^2 + (\xi_m + \xi_s)^2}.$$

2. Проверить условие $s_k \geq 2$. В случае его невыполнения перейти к варианту с другим сочетанием параметров.

3. Рассчитать электромагнитную мощность при пуске $P_{э.ко}$ по (5.13).

4. Определить внутренний диаметр статора D по (5.5).

5. Задаться значениями $k_{lR} = l_R/D = 2,5$ и $2b_R/\tau = 0,2$.

6. Найти длину ротора l_R , двусторонний вылет краев ротора $2b_R = 0,2\pi D/(2p)$, длину пакета статора $l_s = l_R - 2b_R$ и проверить коэффициент увеличения сопротивления ротора k_r по табл. 3.1. В случае необходимости k_r уточняется итерационным путем при корректировании величины D .

7. Уточнить отношение $k_{lR} = l_R/D$ по принятому D .

8. Определить удельный тепловой поток ротора

$$\sigma_R = P_{\text{э,ко}} / (\pi D l_R + \pi D^2 / 4).$$

9. При невыполнении условия $\sigma_R \leq \sigma_{Rд}$ увеличить D на $\Delta D = 0,015$ и пересчитать величины пп. 5, 6 и 7.

10. Уточнить параметр ξ_m по принятому значению k_r .

11. Определить коэффициент использования

$$\eta_{\text{ко}} = \frac{1}{1 + [\rho_s (1 + \xi_m^2) / \xi_m^2]}.$$

12. При $k_D = D / D_n = 0,3$ определить наружный диаметр листа статора и наружный диаметр корпуса $D_k = D_n + 2\Delta_k$ и выбрать ближайшую величину в соответствии с ГОСТ 12126—86.

13. По уточненному значению D_k найти

$$k_D = D / (D_k - 2\Delta_k).$$

14. Рассчитать длину машины l_k по (7.79) без выступающих частей вала.

15. Определить наружную поверхность корпуса машины

$$S_k = \pi D_k^2 (l_k + D_k / 2).$$

16. Найти удельный тепловой поток на поверхности машины

$$\sigma_s = P_{\text{э,ко}} / (\eta_{\text{ко}} S_k).$$

17. Если $\sigma_s < \sigma_{sд}$, увеличить k_D в п. 12 на $\Delta k = 0,05$ (до $k_D = 0,55$) и выполнить снова все расчеты, начиная с п. 12 до получения $\sigma_s > \sigma_{sд}$. Окончательное значение — предпоследнее. Если в этом случае k_D достигает максимума, а σ_s все еще меньше $\sigma_{sд}$, то перейти с этим значением k_D к расчету следующего пункта. При $\sigma_s > \sigma_{sд}$ принимать за D_k следующее большее значение по порядку из чисел, указанных в ГОСТ 12126—86, начиная с п. 13 повторить расчет.

18. Для каждого из скольжений $s = 0,95; 0,9; 0,8; 0,7; 0,6; 0,5; 0,3; 0,2; 0,1$ и 0 рассчитать относительное значение момента m . Если m получится отрицательным, то повторить расчет для $s + \Delta s$ ($\Delta s = 0,01$) до получения $m > 0$, при этом значение s , при котором $m = 0$, будет считаться скольжением холостого хода s_x , а $v_x = 1 - s_x$.

Вращающий момент для конденсаторного ИД

$$m = \frac{1 + 2\alpha_{es} \sin \beta_s + \alpha_{es}^2}{4} f_s - \frac{1 - 2\alpha_{es} \sin \beta_s + \alpha_{es}^2}{4} f_{(2-s)} - 0,1(1-s),$$

для «сдвига схемой» в общем случае

$$m = \left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 f_s - \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2 f_{(2-s)} - 0,1(1-s),$$

$f_s, f_{(2-s)}$ — по (1.45); α_{es} — по (1.59); β_s — по (1.60); $i_{as}, i_{ps}, i_{a(2-s)}, i_{p(2-s)}$ — по (1.44).

Последний член в уравнении для момента учитывает приближенные механические потери (в первом приближении они линейно зависят от частоты вращения).

Скольжение в средней точке механической характеристики $s_{cp}=0,5+0,5s_x$, соответствующий ей относительный момент m_{s1} . Нелинейность механической характеристики $\Delta m=m_{s1}-0,5$.

Проверить условие устойчивости механической характеристики для всех частот вращения $m<1$, в случае невыполнения этого условия перейти к варианту с другим сочетанием относительных параметров.

19. Рассчитать по (7.86)—(7.90) момент инерции ротора и электромеханическую постоянную времени

$$T_m = J \nu_x n_c / (30 M_k).$$

20. Определить активное сопротивление ротора, приведенное к обмоточным данным фазы управления:

$$r_{Ry} = \frac{2U_y^2 \xi_m^2 / (1 + \xi_m^2)}{P_{y,ko} \{ [\rho_s + \xi_m^2 / (1 + \xi_m^2)]^2 + [\xi_s + \xi_m / (1 + \xi_m^2)]^2 \}}.$$

21. Выбрать q , начиная с $q=6$. Рассчитать обмоточный коэффициент k_o по формуле (табл. 7.5) в зависимости от выбранного типа обмотки. Определить число витков обмотки управления w_{sy} по найденному r_{Ry} по (7.31).

Рассчитать среднюю длину витка $l_w = 2(l_s + 1,7\beta\tau)$ (см. § 4.2).

Найти суммарную площадь меди всех витков фазы У:

$$(w_{sy} S_{sy}) = 4\rho_m \Delta k_s D / (\rho_R k_o^2 r_{Ry}).$$

Сечение провода обмотки управления $S_{sy} = (w_{sy} S_{sy}) / w_{sy}$ округлить до ближайшего значения из массива (см. табл. П.1.1, П.1.4).

Уточнить число витков w_{sy} , округлив их до целого числа, кратного числу катушек в фазе У. Рассчитать коэффициент использования листа статора k_n по значению ρ_s (табл. 4.1), $k_{з,г}$ — из рис. 5.4. Проверить $k_n \leq 0,68$. При невыполнении этого условия расчет прекратить и перейти к варианту с другим сочетанием относительных параметров схемы замещения. Коэффициент k_n ограничивается также условием малого насыщения магнитной цепи ($k_n < 1,35$).

Рассчитать ЭДС при пуске и круговом поле:

$$E_{y,к} = \frac{U_y}{\gamma_{y,к}} \sqrt{[\xi_m^2 / (1 + \xi_m^2)]^2 + [\xi_m / (1 + \xi_m^2)]^2},$$

поток Φ и индукцию в воздушном зазоре B_δ .

Найти для выбранных k_D и k_n отношение индукций в зубцах и воздушном зазоре [6]:

$$x = \frac{B_z}{B_\delta} = \frac{k_2 + \sqrt{k_2^2 + 4k_1 k_3}}{2k_1},$$

где $k_1 = (1 - k_D^2)(k_n - \epsilon)$; $k_2 = (2k_D^2 - \epsilon)/k_c - 4,5\delta \cdot k_D/k_c$; $k_3 = 4,062\epsilon k_D/k_c$,

k_c — коэффициент заполнения пакета сталью; ϵ — коэффициент, учитывающий закругления в пазу (можно его принимать $\epsilon = 0,9$); κ выбирается наибольшее положительное из двух корней уравнения.

Проверить $B_Z \leq B_{Zд}$. При невыполнении этого условия уменьшить q ($q_{\min} = 1$) и пересчитать п. 20 до получения допустимого значения индукции в зубце. Если это невозможно, перейти к варианту с новым сочетанием откосительных параметров.

22. Найти число пазов статора $Z_S = 4q$.

23. Определить ширину зубца статора $b_Z = \pi D / (Z_S \kappa k_c)$.

24. Проверить $b_Z > b_{Z \min}$ (массив, см. табл. 7.3). В случае невыполнения этого ограничения уменьшить q в п. 21 на $\Delta q = 1$ и пересчитать все величины, начиная с п. 21.

25. Рассчитать высоту $h_a = D / (2\rho_{\kappa} k_c)$; $\kappa_a = (1 \div 1,25)\kappa$.

26. Найти размеры паза статора по формулам табл. 7.4 в зависимости от выбранного типа паза. Проверить коэффициенты заполнения обмоток $k_{зп.у} = S_{уиу} / S_{п} \leq 0,4$.

27. Определить относительное сопротивление рассеяния обмотки статора по формулам § 4.2. Если $(\xi_{S1} - \xi_S) > \pm 20\%$, то вместо ξ_S , принятого в начале расчета, принять ξ_{S1} и пересчитать все величины, начиная с п. 18.

28. Рассчитать коэффициент трансформации для сдвига схемой: $k = 1/\alpha_0$, $\alpha_0 = U_{уи}/U_{вн}$; для конденсаторного ИД: $k = \alpha_{eo}/\alpha_0$;

$\alpha_0 = U_{уи}/U_{сн}$; $\alpha_{eo} = \xi_{у.к}/\rho_{у.к}$; $\rho_{у.к} = \rho_S + \xi_m^2/(1 + \xi_m^2)$; $\xi_{у.к} = \xi_S + \xi_{\pi}/(1 + \xi_m^2)$ и емкость $C_0 = 10^6/2\pi f x_{C_0}$, $x_{C_0} = k^2 r_{Ry} \gamma_{у.к}^2/\xi_{у.к}$.

Рассчитать число витков обмотки возбуждения $w_{св} = kw_{Sy}$. Определить диаметр $d_{св}$ и сечение провода $S_{св}$ по массивам табл. П.1.1, П.1.4. Проверить коэффициент заполнения $k_{зпв} = S_{виу} / S_{п} \leq 0,4$.

29. Вывести на печать следующие величины для всех вариантов ИД, удовлетворяющих ограничениям: M_{κ} , ξ_m , ρ_S , ξ_S , r_{Ry} , D , l_R , k , D_{κ} , D_n , k_D , h_a , Z_S , $S_{п}$, b_Z , d_1 , b_2 , h_{12} , w_{Sy} , S_{Sy} , k_n , ν_x , J , T_m , $m_{\delta 1}$, Δm , σ_S , σ_R , $\eta_{ко}$, B_{δ} , B_Z .

30. Выбрать оптимальный вариант машины по обобщенному показателю качества

$$\Pi_{ki} = \sqrt[3]{(\Delta m_{\delta}/\Delta m_i)^{0,6} (\eta_{ко i}/\eta_{ко \delta}) (T_{м \delta}/T_{м i})}.$$

Для выбора оптимального варианта сравнить каждые два варианта, следующие друг за другом, по величинам Δm , $\eta_{ко}$ и T_m . Выбрать для этих трех показателей лучшие в качестве базовых (Δm и T_m — наименьшие, $\eta_{ко}$ — большее) и для каждого варианта вычислить Π_{ki} .

31. Выбрать оптимальный вариант по обобщенному показателю

качества $\Pi_{k2i} = \sqrt{(\eta_{ko i} / \eta_{ko 6}) (T_{мб} / T_{ми})^{0,6}}$.

32. Определить лучший вариант ИД по любому из индивидуальных показателей свойств: T_m , Δm , J , η_{ko} и других в зависимости от требований по условиям применения.

§ 13.2 Оптимизация исполнительных двигателей с заданными свойствами по минимуму массы

При проектировании исполнительных двигателей с минимальной массой, обеспечивающих требуемый по техническому заданию (ТЗ) комплекс свойств, в качестве независимых переменных удобно принять для двигателей с полым немагнитным ротором (ИДП) два параметра: внутренний диаметр D и длину пакета l_s статора, а для двигателя с «беличьей клеткой» (ИДК) — три: D , l_s и коэффициент использования листа ротора $k_{иR} = 4S_{пR} Z_R / (\pi D_R^2)$, характеризующий долю, занимаемую пазами в площади сечения ротора ($D_R \approx D$). Эти независимые переменные тесно связаны со значением основных относительных параметров схемы замещения ξ_m и ρ_s (см. табл. 4.1). В число лимитеров в оптимизационной задаче входят требуемые выходные показатели (в первую очередь — значение электромеханической постоянной времени $T_{мд}$) и величины, обеспечивающие необходимые свойства: $s_k \geq 2$ из условия устойчивости механической характеристики, $\xi_m \leq \xi_{мд}$ для отсутствия самохода (допустимое $\xi_{мд}$ устанавливается в зависимости от условий снятия сигнала управления и значения момента сопротивления на валу двигателя при пуске).

Двигатель должен обеспечивать заданные пусковой момент $M_k \geq M_{кд}$ и номинальную мощность $P_R \geq P_{РН}$; допустимые нелинейность механической характеристики $\Delta m \leq \Delta m_d$ и мощность управления при пуске $P_{у.ко} \leq P_{у.кд}$ (если они оговариваются в ТЗ). В число лимитеров входят, кроме того, допустимая тепловая нагрузка на поверхности машины в режиме пуска σ_{sd} , которая для машин закрытого исполнения практически определяет температуру нагрева наиболее ответственной части электрической машины — обмотки статора, а также максимально допустимые индукции в зубцах B_{zd} и технологические ограничения. Последние на схеме алгоритма (рис. 13.2) не показаны. Они учитываются при выборе размеров пазов, спинок и зубцов статора и ротора, ширины прорези пазов, толщины полого ротора, стенок корпуса, щитов и др. (см. гл. 6 и 7).

Состав исходных данных тот же, что и в предыдущей задаче (см. § 13.1). Упрощенная схема алгоритма оптимизационного расчета ИД по минимуму массы, характеризующая его основные этапы и их связи, показана на рис. 13.2. Она применима к двигателям с разными типами роторов. Величины, определяемые только для ИДК, указаны в скобках и связаны с расчетом геометрии и параметров «беличьей клетки» ротора.

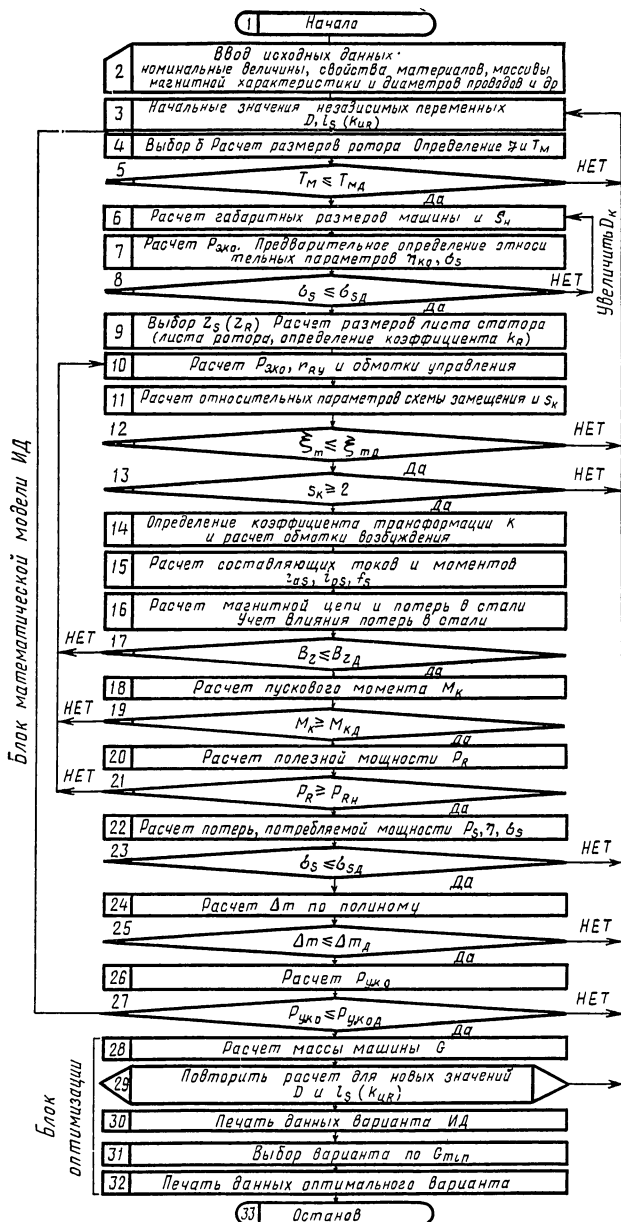


Рис. 13.2. Схема алгоритма оптимизации ИД по минимуму массы

Расчет ориентирован на ИД, включенные в двухфазную сеть («сдвиг схемой»). С небольшими добавлениями он годится и для оптимизации конденсаторных ИД. Комплексы программ оптимизационного расчета сформированы отдельно для ИДП и ИДК. Данный алгоритм отличается от рассмотренного ранее на примере ИДП (рис. 13.1) числом и составом независимых переменных и лимитеров. В нем предусмотрена проверка электрохимической постоянной времени T_m на более ранней стадии расчета. Проводится учет потерь в стали. Используются полиномиальные зависимости нелинейности механической характеристики от относительных параметров схемы замещения с учетом выбранной схемы замещения ИД (см. § 4.4). Обобщение информации по выполненным ИД и результатов проведенных теоретических исследований позволило сформировать ряд массивов, ускоряющих оптимизационный расчет. Так, например, используются массивы для выбора ряда конструктивных размеров в зависимости от значения внутреннего диаметра статора D : толщины крышки, расстояния между обмоткой статора и крышкой, числа пазов статора и шага обмотки (при заданном числе пар полюсов) и др. Для ИДП толщина дна полюго ротора принимается $\Delta_{дн}=7,5\Delta$, а длина ротора $l_R=l_s+0,45\tau$, суммарный воздушный зазор $\delta=2,5\Delta$. У ИДК предварительная величина воздушного зазора принималась $\delta'=4,7D\cdot 10^{-3}$, а затем округлялась. В виде массива в зависимости от числа пар полюсов задавался коэффициент k_τ , позволяющий определить длину вылета лобовой части обмотки статора $l_{вл}=k_\tau\tau$ по (7.80).

Были получены и использовались в математической модели оптимизационного расчета ИД некоторые аппроксимирующие зависимости и заранее найденные величины. Например, для определения относительной частоты вращения холостого хода $v_x=n_x/n_c$ принималось $v_x=0,5+0,125 P_n$ (для $P_n<1$ Вт); $v_x=0,75$ (для P_n от 1 до 10 Вт); $v_x=0,8$ (для $P_n>10$ Вт), для расчета допустимой тепловой нагрузки с наружной поверхности машины $\sigma_{sd}=0,18-0,00008 S_k$.

При выборе высоты спинки, ширины зубцов статора и ротора, прорези пазов учитывались технологические ограничения и использовались эмпирические зависимости, связывающие отдельные размеры листов.

Предусмотрены расчеты размеров листов статора с тремя типами пазов: полуовальным, овальным и трапециевидальным.

Для ИДК вводится табл. 7.2 для выбора числа пазов на статоре и роторе в зависимости от внутреннего диаметра статора и числа пар полюсов. Для этого типа ИД предусмотрена проверка технологических ограничений для следующих размеров листа ротора: высоты спинки, радиуса меньшей (нижней) окружности паза, отношения зубцового деления к ширине зуба.

В случае работы от однофазной сети с конденсатором в обмотке возбуждения, в схеме алгоритма (рис. 13.2) в блоке 14 математической модели ИД добавляется расчет эффективного коэффициен-

та сигнала для получения кругового поля при пуске α_{eo} и соответствующего ему при заданных номинальных напряжениях $\alpha_o = U_{y.k}/U_{ск}$, коэффициента трансформации $k = \alpha_{eo}/\alpha_o$, а также емкостного сопротивления x_{co} и емкости C_o .

После определения обмоточных данных фазы возбуждения рассчитываются ее параметры. Расчет магнитной цепи, определение составляющих тока и вращающего момента, а также полезной P_R и потребляемой P_S мощностей, коэффициента полезного действия η и коэффициента мощности $\cos \phi$ проводится по полученным для конденсаторного ИД формулам с учетом эллиптичности поля (см. табл. 1.2—1.4; 7,7; 7,8).

§ 13.3 Подсистема расчетного проектирования исполнительных двигателей и примеры расчетов на ЭВМ

Подсистема расчетного проектирования ИД (рис. 13.3) была сформирована на основе многоуровневой математической модели, полученной в результате теоретического исследования этого класса машин и обобщения опыта проектирования. Наиболее высокий

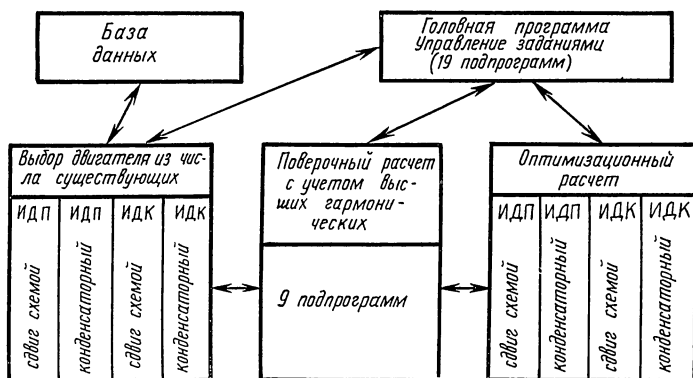


Рис. 13.3. Структурная схема расчетного проектирования ИД

уровень математической модели соответствует наименьшему количеству принятых допущений. Такие модели применяются для предпроектных решений и поверочных расчетов.

Подсистема расчетного проектирования предназначена для оптимизационного расчета ИД; поверочного расчета ИД; выбора ИД из числа существующих по заданным условиям применения. Эти задачи решаются для асинхронного ИД с двухфазной распределенной обмоткой на статоре, включаемых в однофазную сеть (с конденсатором в обмотке возбуждения) или в двухфазную сеть («сдвиг схемой»). Комплекс программ состоит из головной программы, управляющей заданиями, и набора подпрограмм для оп-

тимизационного и поверочного расчетов ИД разных типов (с полым и короткозамкнутым роторами) при разных схемах включения и программы для выбора ИД из числа выпускаемых промышленностью двигателей по заданным условиям применения. Он состоит из 42 подпрограмм (модулей), написанных на языке ФОРТРАН для ЕС ЭВМ. Выбор двигателя производится по критерию оптимальности, учитывающему необходимый комплекс свойств. Если требуемый для данного применения двигатель отсутствует в базе данных, то производится его оптимизационный расчет на основе математической модели ИД, составленной с использованием метода симметричных составляющих и учитывающей только основную гармоническую (§ 13.1; 13.2).

Для выбранного оптимального варианта двигателя проводится поверочный расчет с учетом влияния высших гармонических. Схемы алгоритма и комплекса программ поверочного расчета ИД показаны на рис. 8.1; 8.2. Поверочный расчет реализуется с помощью девяти подпрограмм (см. § 8.3). Включение в подсистему расчетного проектирования (рис. 13.3) программы выбора ИД по условиям применения, осуществляемого по тем же критериям, что и проектирование двигателя, существенно расширяет ее возможности. В частности, сведения из базы данных двигателей могут использоваться при оценке уровня качества вновь проектируемых машин. Данные ИД хранятся в виде четырех групп массивов, охватывающих ИД с полым ротором и «беличьей клеткой» при различных схемах включения для определенных условий эксплуатации. В массив входят номинальные данные и выходные показатели, найденные для выпускаемых двигателей из поверочного расчета (данной подсистемы) для рабочей температуры, соответствующей техническим условиям. Каталогные данные для этой цели непригодны, так как они для микромашин обычно представляют предельно допустимые значения показателей. Выбор двигателя из числа существующих производится следующим образом: вначале с помощью одной из подпрограмм выбора (в зависимости от ТЗ) из соответствующего массива отбираются машины, имеющие требуемые номинальные данные, а из их числа выбирается лучшая по комплексу выходных показателей машина. На печать выводятся показатели всех машин, отвечающие заданию, что позволяет разработчику самому сделать окончательный выбор.

Время расчета ИД зависит от содержания задания. Если, например, надо спроектировать ИД заново и при этом выбрать тип ротора и схему включения, то расчет занимает около 1 ч на ЕС 1033.

Дальнейшее развитие математической модели ИД может быть достигнуто за счет более точного расчета поля и параметров машины. Особенно это важно для ИД с ротором типа «беличья клетка», уточненная математическая модель которых может быть построена путем сочетания таких современных методов, как метод проводимостей зубцовых контуров (МПЗК) и метод индуктивных

коэффициентов [14, 19]. Такая модель позволяет учесть двустороннюю зубчатость воздушного зазора, дискретность распределения проводников по пазам, влияние поперечных токов в роторе.

Для расчетов ИДК можно применить математическую модель неуправляемых асинхронных микродвигателей [19]. Кроме обычных электромеханических характеристик она позволяет рассчитать колебания пускового момента в зависимости от положения ротора по отношению к статору, найти напряжение трогания.

Возможно также использование алгоритма и программного комплекса вероятностного расчета [7] для учета влияния технологического разброса входных факторов на характеристики двигателя (см. § 6.7). Рассмотрим и проанализируем результаты оптимизационных расчетов ИД для ряда типономиналов: $P_n=0,6; 1; 2,5; 6$ и 10 Вт. Расчет выполняется для случая, когда двигатель включен в двухфазную сеть («сдвиг схемой») $f=400$ Гц, для двух типов роторов — полого немагнитного (ИДП) и «беличьей клетки» (ИДК) — при варьировании числа пар полюсов. ИДК выполняются сквозной конструкции.

Критерием оптимальности является минимум массы. Были заданы ограничения для электромеханической постоянной времени $T_{мд}$ (в зависимости от полезной мощности P_n и числа пар полюсов). Нелинейность механической характеристики не должна была превышать $\Delta m \leq \Delta m_d = 0,13$, тепловая нагрузка $\sigma_{сд} \leq 0,2$, параметр $\xi'_{мд} \leq 1,5$, максимальная индукция в зубцах $B_{зд} \leq 1,2$ Тл.

При всех расчетах принималось: $f=400$ Гц, $U_c=36$ В, удельное сопротивление медного провода $\rho_{S75^\circ}=0,0213$ мкОм·м, материала ротора $\rho_{R100^\circ}=0,0392$ мкОм·м, коэффициент заполнения пакета сталью $k_c=0,95$ и удельные потери в сердечниках для пермаллоя $50H$ $\rho_{1/400}=7,5$ Вт/кг. Заданы также плотности материалов, из которых выполняются конструктивные элементы машины: корпус, крышка, вал.

Расчет выполнялся на ЭВМ ЕС-1045 в соответствии с алгоритмом (см. рис. 13.2) при использовании комплекса программ для ИДП и ИДК (см. § 13.2).

Результаты оптимизационных расчетов ИД с минимальной массой представлены в табл. 13.1. Они позволяют провести сравнение двигателей разных типов, спроектированных по единой методике, по одному и тому же критерию оптимальности, и выбрать лучший двигатель для заданных требований по условиям применения.

При полезной мощности $P_n=0,6$ и 1 Вт двигатели с короткозамкнутым ротором имеют бесспорные преимущества. При одинаковой тепловой нагрузке на поверхности машины в стопорном режиме σ_s ИДК сквозной конструкции позволяют за счет лучшего использования машины при малых воздушных зазорах ($\delta=50 \div 80$ мк), т. е. резкого увеличения $\eta_{ко}$, получить меньшую массу и одновременно меньшее энергопотребление — более высокий КПД,

Т а б л и ц а 13.1. Результаты оптимизационных расчетов ИД с минимальной массой при $f=400$ Гц

Показатель	$P_n=0,6$ Вт						$P_n=1$ Вт						$P_n=2,5$ Вт					
	ИДП			ИДК			ИДП			ИДК			ИДП			ИДК		
	2	4	6	4	6		2	6		2	6		2	4	6	4	6	
$2p$																		
Исходные данные: M_k , $H \cdot 10^{-4}$	9,8	16,9	22,5	21,5	27,1		16,1	46,5		16,3	45,6		42,5	80,8	113,4	85,9	114,4	
Независимые переменные:																		
D , см	0,99	1,75	2,09	0,6	0,8		0,96	2,21		0,6	0,8		1,45	1,98	2,89	1,3	1,9	
l_s , см	0,59	0,74	0,99	1,46	0,83		1,26	1,95		1,47	1,89		0,98	0,99	1,79	1,38	0,21	
$k_{нР}$	—	—	—	0,2	0,27		—	—		0,05	0,25		—	—	—	0,06	0,21	
Относительные параметры:																		
ξ'_m	0,56	0,49	0,31	1,31	1,22		0,48	0,35		1,11	1,22		1,1	0,63	0,6	1,44	1,46	
ρ_s	0,22	0,72	0,42	0,26	0,47		0,12	0,35		0,08	0,27		0,16	0,25	0,38	0,13	0,12	
ξ_s	0,06	0,09	0,16	0,4	0,66		0,04	0,14		0,33	0,64		0,12	0,23	0,2	0,5	0,8	
$\eta_{\text{ко}}$	0,52	0,21	0,18	0,75	0,56		0,60	0,24		0,88	0,69		0,77	0,53	0,41	0,84	0,85	
Габаритные размеры, см																		
D_k , см	2,5	3,2	4	2	2,5		2,5	4		2	2,5		4	5	5	4	4	
l_k , см	2,94	4,1	4,49	2,84	2,51		3,57	5,58		3,01	3,57		4,35	4,66	6,16	4,11	3,88	
Выходные показатели:																		
G , г	38,9	80,7	137	32,2	37,2		55,1	201		39,4	63,2		153	228	307	155	161	
T_m , мс	4	17	31	8	6		4	3,3		19	10		11	17	41	38	9	
η , %	15,9	6,1	4,9	21,5	19,9		21,6	6,9		28	23,2		33,5	19	13,8	26,2	25,1	
Δm , %	8,1	12,5	6,1	10,7	11,6		5,7	7,9		4,2	8,5		6,2	7	9,4	8,3	11,7	
Тепловая нагрузка σ_s , Вт/см ²	0,18	0,17	0,18	0,18	0,18		0,18	0,17		0,18	0,18		0,17	0,17	0,17	0,17	0,17	

Показатель	$P_n = 6 \text{ Вт}$								$P_n = 10 \text{ Вт}$							
	ИДП				ИДК				ИДП				ИДК			
	4	6	8		6	8			4	6	8		4	6	8	
Исходные данные: M_k , $H \cdot m \cdot 10^{-4}$	170,9	272	425		262,4	320,4		310,7	453,8	646,3		204	330		515	
Независимые переменные: D , см l_s , см k_{AR}	3 2,03 —	3,68 3,45 —	3,6 2,7 —		1,6 2,04 0,03	1,7 2,04 0,14		2,89 2,81 —	4,42 2,73 —	4,55 3,15 —		2,6 2,64 0,02	2,6 3,8 0,03		2,2 2,64 0,09	
Относительные параметры: ξ'_m ρ'_s ξ'_s η_{ko}	1,46 0,3 0,39 0,92	0,97 0,31 0,21 0,70	0,51 0,15 0,29 0,61		1,23 0,06 0,49 0,91	1,3 0,1 0,6 0,87		1,32 0,12 0,4 0,84	1,39 0,25 0,33 0,72	0,84 0,17 0,55 0,70		1,46 0,03 0,19 0,95	1,21 0,04 0,31 0,94		1,33 0,07 0,61 0,91	
Габаритные размеры, см: D_k , см l_k , см	6 7,11	6 9,2	8 7,93		6 4,9	6 4,81		8 7,75	8 9,49	10 9,52		8 7,21	8 7,86		8 6	
Выходные показатели: G , г T_k , мс η , % Δt , %	505 71 32,5 10,1	763 69 25,1 11,8	1154 36 20,6 4,4		438 31 28,7 5,9	424 23 32,8 8,3		1105 37 38,3 6,7	1241 101 33,1 10,7	1996 73 28,5 7,2		1057 324 39,1 2,4	1231 206 31,9 3,3		937 46 34,5 7,4	
Тепловая нагрузка σ_s , Вт/см^2	0,17	0,16	0,16		0,17	0,17		0,15	0,15	0,16		0,15	0,16		0,16	

и удовлетворить требованиям быстродействия T_m и линейности механической характеристики Δm . При мощности $P_n \geq 2,5$ Вт минимальная масса двигателей G мало отличается одна от другой при обоих типах роторов. Для ИДП минимальная масса достигается при меньшем числе пар полюсов, а у ИДК получены варианты с небольшим отличием массы двигателя для разных чисел полюсов, например у ИДК $P_n = 2,5$ и 6 Вт. Это объясняется прежде всего тем, что относительное сопротивление взаимной индукции ξ_m , от которого в первую очередь зависит эффективность использования машины, а следовательно, и масса двигателя, для ИД с полым ротором практически не зависит от толщины стенки ротора, а является функцией частоты f , внутреннего диаметра статора D и числа пар полюсов машины p (табл. 4.1). Таким образом у ИДП данной частоты и полюсности ξ_m однозначно связано с D . В двигателях с короткозамкнутым ротором ξ_m зависит от воздушного зазора, который в двигателях сквозной конструкции весьма мал, и от коэффициента использования листа ротора $k_{\text{нр}}$, изменяющегося в широких пределах. Это дает возможность проектировать ИДК с благоприятным значением ξ_m' для различных полезных мощностей и чисел пар полюсов.

Оптимальные значения ξ_m' определяются из условия отсутствия параметрического самохода с учетом момента сопротивления M_c при пуске, заданной нелинейности механической характеристики Δm и получения удовлетворительных энергетических показателей и составляет $\xi_m' = 0,9 \div 1,5$.

В табл. 13.1 приведены данные вариантов ИДП и ИДК с минимальной массой для разных чисел полюсов $2p$ (от 2 до 8) в диапазоне полезных мощностей от 0,6 до 10 Вт. Наличие в таблице размеров активной части машины, ее габаритов, относительных параметров (для ИДК параметров преобразованной схемы замещения рис. 1.7) и основных выходных показателей T_m , Δm , η позволяет достаточно полно сравнить двигатели с различными типами роторов. Сопоставление результатов оптимизации с данными выполненных машин (см. Приложение 2) показывает, что при выполнении проектных расчетов на ЭВМ удается заметно снизить массу ряда машин.

РАЗДЕЛ 5 ЛАБОРАТОРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРОМЫШЛЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ

ГЛАВА 14 МЕТОДИКА ИСПЫТАНИЙ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

§ 14.1 Назначение и классификация испытаний. Программы испытаний

Для машин малой мощности испытания играют особую роль, так как большое влияние на их свойства и характеристики оказывают факторы, не поддающиеся точному учету при расчете. Разработка новых типов микромашин всегда требует сочетания теоретических и экспериментальных исследований. По испытанию микромашин имеется очень мало книг [15, 22], поэтому наряду с теорией и вопросами проектирования ИД следует рассмотреть и вопросы их лабораторных исследований и промышленных испытаний (приемо-сдаточных, периодических). Целью испытаний ИД является проверка их соответствия требованиям ТЗ и ГОСТ. На заключительном этапе разработки, когда уже изготовлены опытные образцы ИД, они проходят лабораторные исследования у разработчика и квалификационные, или предварительные заводские испытания в ОТК завода. Эти два вида испытаний дают исчерпывающую информацию о качестве двигателя, его выходных показателях, работоспособности и долговечности конструкции. При их проведении в ряде случаев выявляется необходимость в доработке машины, а также корректировке документации — технических условий (ТУ), технологических инструкций и др.

В процессе лабораторных исследований определяют выходные показатели, которые обусловлены конструкцией машины и используются как справочные данные. В их число входят: электромеханическая постоянная времени T_m , частотные характеристики: фазовая и амплитудная, комплексные сопротивления фаз ИД для различных режимов, моменты инерции ротора, трения в подшипниках и реактивный (обусловленный магнитной асимметрией — у ИДК), семейство механических характеристик для

разных напряжений управления, а также при предельных отклонениях напряжений и частоты. Лабораторные исследования ИД трудоемки, требуют сложной измерительной аппаратуры и высокой квалификации испытателей. В ряде случаев при лабораторных испытаниях обрабатывается методика поиска технологических дефектов. Например, по кривой реактивного момента ИДК можно выявить дефекты в самой «беличьей клетке» и превышение предельно допустимого эксцентриситета ротора.

К в а л и ф и к а ц и о н н ы е испытания включают приемосдаточные испытания и проверку на все виды воздействий, оговоренные в ТЗ. Время действия внешних факторов устанавливается наибольшим из всех указанных в соответствующих нормативных документах.

Все выпускаемые ИД подвергаются приемосдаточным испытаниям, в программу которых входит ограниченное число проверок, позволяющих определить основные выходные показатели, снизив максимально возможно трудоемкость испытаний. Это требование диктуется крупносерийным производством машин. Обычно в процессе приемосдаточных испытаний проверяют соответствие машины чертежам; электрическую прочность изоляции и сопротивление изоляции; частоту вращения в режиме холостого хода; начальные пусковой момент и токи; напряжение трогания.

Дополнительные проверки выполняются, если растет количество рекламаций по какому-либо выходному показателю.

Периодические испытания ИД проводятся один раз в полугодие или один раз в год. Количество испытываемых образцов выбирается от 3 до 11. Частота проверок и количество образцов зависят от объема выпуска двигателей. Периодические испытания позволяют проводить контроль за качеством выпускаемых ИД. Это достигается проверкой машины на устойчивость к различным внешним воздействиям, в частности электрической прочности изоляции при исследуемых воздействиях, значений ряда выходных показателей, которые не проверяются при приемосдаточных испытаниях. В состав периодических входят также испытания на безотказность и долговечность. Последние проводятся в зависимости от гарантийной наработки, например один раз в полугодие при наработке не более 500 ч, один раз в три года при наработках 2000 ... 10 000 ч.

В состав периодических испытаний обычно входят проверки: массы машины; превышения температуры обмоток; виброустойчивости, вибропрочности, ударной прочности; устойчивости к линейным нагрузкам, к сменам температур, теплостойкости, влажностойкости, холодостойкости и др. Проверки на безотказность и долговечность ИД проводят при усредненных режимах его работы.

в сеть только обмотку возбуждения и убедиться, что ротор неподвижен. Отсутствие методического самохода проверяется включением в сеть на номинальные напряжения обеих обмоток статора и последующим снятием напряжения управления. Если параметры машины выбраны правильно и активное сопротивление ротора достаточно велико, то при снятии сигнала и однофазном питании двигатель обладает свойством самоторможения (см. рис. 2.6) и ротор быстро остановится (быстрее, чем при одновременном снятии напряжений с обеих обмоток).

Рассмотрим основные особенности методики измерения статических и динамических показателей применительно к ИД. Общий подход к их определению для машин малой мощности изложен в [15].

Измерение вращающего момента. Методика и устройства для снятия кривой вращающего момента в машинах малой мощности подробно описаны в [15]. Для ИД применяются обычно прямые методы измерения момента, в частности статический, с помощью различных моментометров (электромагнитных, с пружинным динамометром, с маятником и др.). Иногда используются электродинамические тормоза (балансирная машина) или специальные установки для измерения малых моментов на их основе. При крупносерийном производстве механические характеристики $m=f(v)$ обычно не снимают, а ограничиваются измерением начального пускового момента и частоты вращения в режиме холостого хода. Наиболее простым для определения пускового момента является метод, в котором используется шкив с грузом, подвешенным на нити.

Измерение частоты вращения. Для измерения частоты вращения используются различные тахометры, позволяющие провести измерение без дополнительной механической нагрузки на валу машины: строботахометры, строборамы, фототахометры, тахометры с датчиками частоты [15]. Частоту вращения ИД в статических и переходных режимах можно измерить также с помощью тахогенераторов.

При промышленных испытаниях ИД измерение частоты вращения имеет особое значение. Этот показатель определяется в режиме холостого хода при различных температурах у 100% выпускаемых машин. По его значению судят об устойчивости ИД к вибрациям, ударам и линейным нагрузкам. Следует выбирать такой метод измерения, который обеспечивает требуемую точность и позволяет проводить испытания дистанционно, когда испытуемый ИД находится, например, на вибростенде, в термостате или на центрифуге. Учитывая эти требования, для измерения частоты вращения, часто используется магнитоэлектрический датчик частоты вращения, представляющий собой легкую втулку с магнитом, надеваемую на вал испытуемого двигателя, и неподвижный магнитопровод с катушкой. В катушке наводится ЭДС, пропорциональная частоте вращения. Измерение n производится с помощью

электронного осциллографа и звукового генератора. На вертикальный вход (горизонтальные пластины) осциллографа подается сигнал с магнитоэлектрического датчика, а на горизонтальный вход (вертикальные пластины) включается звуковой генератор (ЗГ). С помощью ЗГ добиваемся появления на экране осциллографа устойчивой неподвижной фигуры Лиссажу. Частоту вращения измеряем по шкале звукового генератора. При равенстве частот и амплитуды сигналов от двигателя и ЗГ на экране осциллографа высвечивается окружность. Этот метод в отличие от других позволяет фиксировать нестабильность частоты вращения, например, при воздействии вибраций и нарушении виброустойчивости машины, что обнаруживается по неустойчивости фигуры Лиссажу.

Измерение чувствительности или напряжения трогания. Этот показатель является одним из основных для ИД как элемента автоматической системы, так как во многом определяет его точность. По нему чаще всего предъявляются рекламации потребителями. Все это заставляет уделять особое внимание определению чувствительности ИД.

При определении напряжения трогания ИД он подключается к схеме питания, оговоренной в ТУ, устанавливается напряжение возбуждения, равное номинальному, а напряжение управления плавно увеличивается, начиная с нуля, до тех пор, пока ротор ИД не начнет устойчиво вращаться. Эту проверку повторяют 3 ... 5 раз при различных положениях двигателя в пространстве, причем ни один из замеров не должен давать значение $U_{\text{утр}}$ больше допустимого. У ИД с полым ротором величина напряжения трогания однозначно связана с моментом трения в подшипниках

$$M_{\text{тр}} = M_{\text{к}} U_{\text{утр}} / U_{\text{ун}}, \quad (14.1)$$

где $M_{\text{к}}$ — начальный пусковой момент; $U_{\text{утр}}$, $U_{\text{ун}}$ — напряжение трогания и номинальное обмотки управления.

У ИД с ротором типа «беличья клетка» (ИДК) момент, определяемый по (14.1), складывается из двух: момента трения в подшипниках $M_{\text{тр}}$ и реактивного $M_{\text{р}}$, обусловленного магнитной асимметрией:

$$M_{\text{к}} U_{\text{утр}} / U_{\text{ун}} = M_{\text{тр}} + M_{\text{р}}. \quad (14.2)$$

Чтобы определить момент трения в подшипниках, у ИДК измеряют напряжения трогания, одновременно и плавно поднимая их значения на обеих обмотках статора, начиная с нуля, до тех пор, пока ротор не начнет устойчиво вращаться. Момент трения ИДК рассчитывается с помощью этого опыта как

$$M_{\text{тр}} = M_{\text{к}} (U'_{\text{утр}} / U_{\text{ун}}) (U'_{\text{втр}} / U_{\text{вн}}), \quad (14.3)$$

где $U'_{y\text{тр}}$, $U'_{вгр}$, $U_{ун}$, $U_{вн}$ — соответственно напряжения трогания и номинальные при двухфазном питании обмоток управления и возбуждения. Усредненное значение реактивного момента ИДК

$$M_p = \frac{M_k}{U_{ун}} (U_{y\text{тр}} - U'_{y\text{тр}} U'_{вгр} / U_{вн}) . \quad (14.4)$$

Информация о моментах трения и реактивном бывает полезной при анализе отказов ИДК.

Измерение электромеханической постоянной времени T_m . Электромеханическая постоянная времени — один из главных показателей динамики ИД (см. рис. 2.9). Для ее определения используется специальная установка с магнитоэлектрическим измерителем, который фиксирует с помощью шлейфового осциллографа время разгона двигателя до частоты вращения, равной 0,633 от установившейся при холостом ходе [15]. Из-за нелинейности механической характеристики постоянная времени зависит от напряжения управления. Меньшим значениям напряжения управления соответствует большее значение T_m .

Значение момента инерции J может быть определено по найденной экспериментально электромеханической постоянной времени:

$$J = T_m M_k / \Omega_x = 30 T_m M_k / (\pi n_{xx}) \quad (14.5)$$

или непосредственно по методу крутильных колебаний с помощью специального электронного прибора [22].

Измерение потребляемой мощности. Для измерения потребляемой мощности пользуются специальными ваттметрами: с малым собственным потреблением; электродинамическим с низким $\cos \phi$ или электронными, кроме того, можно определять мощность с помощью электронного осциллографа, находя $\sin \phi$ по фигуре Лиссажу [15]. Для маломощных ИД применяются еще два способа. В первом — угол ϕ определяется с помощью двухлучевого электронного осциллографа, на один из его входов подают напряжение питания фазы $\dot{U}_U$, мощность которой измеряется, а на второй — напряжение $\dot{U}_I$, снимаемое с малого активного сопротивления, включенного последовательно в цепь этой же фазы. Разность фаз определяется при включенной калибровке по времени. Во втором — используется однолучевой электронный осциллограф и фазорегулятор. При этом на его горизонтальный вход (вертикальные пластины) подают напряжение с обмотки ротора фазорегулятора при включенной развертке, а на вертикальный вход (горизонтальные пластины) подают поочередно напряжение питания исследуемой фазы ИД $\dot{U}_U$ и напряжение $\dot{U}_I$ с зажимов малого активного сопротивления, включенного последовательно в эту же фазу.

Превращая эллипс, появляющийся на экране осциллографа для каждого из напряжений $\dot{U}_U$ и $\dot{U}_I$, в прямую соответствующим поворотом ротора фазорегулятора, определяют угол ϕ по его шкале.

§ 14.3 Автоматизация испытаний

Автоматизация испытаний ИД в условиях их производства и в лабораторных позволяет расширить и уточнить программу испытаний, в установившихся и переходных режимах, повысить их точность, сократить время выполнения и исключить влияние субъективных факторов, резко уменьшить объемы работы по оформлению результатов испытаний [15, 22]. Для автоматизации испытаний требуется разработка специальных стендов и аппаратуры к ним, включающей блоки питания и управления, а также информационно-измерительный. Программное устройство, входящее в блоки питания и управления, должно обеспечить автоматическое выполнение испытаний в определенной последовательности. К информационно-измерительному блоку предъявляются наиболее сложные технические требования. На вход блока подаются электрические сигналы, соответствующие всем измеряемым показателям машины. С помощью этого блока обрабатывается полученная информация. Она кодируется в виде цифровых или аналоговых сигналов, пригодных для ввода и хранения в памяти ЭВМ.

В комплекте с ЭВМ предусмотрено использование периферийного оборудования: графопостроителя и ЦПУ.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1. Свойства материалов
Таблица П.1.1. Максимальный диаметр и толщина

Номиналь- ный диа- метр про- волоки, мм	Максимальный диаметр провода, мм, и минимальная									
	ПЭВ-1		ПЭВ-2		ПЭТВ-1		ПЭТВ-р		ПЭТВ-2	
	ГОСТ 7262—78				ТУ16-705.110—79				ОСТ 160.505. 001—80	
0,040	0,055	0,008	—	—	—	—	0,055	0,005	—	—
0,050	0,070	0,010	0,080	0,012	0,062	0,005	0,065	0,008	—	—
0,060	0,085	0,010	0,090	0,012	0,075	0,005	0,085	0,008	0,084	0,010
0,063	0,085	0,010	0,090	0,012	0,078	0,005	0,085	0,008	0,084	0,010
0,071	0,095	0,010	0,100	0,012	0,088	0,005	0,095	0,008	0,094	0,010
0,080	0,105	0,010	0,110	0,012	0,096	0,007	0,105	0,008	0,104	0,010
0,090	0,115	0,010	0,120	0,012	0,106	0,007	0,115	0,008	0,116	0,010
0,100	0,125	0,010	0,130	0,015	0,120	0,010	0,125	0,015	0,128	0,014
0,112	0,135	0,010	0,140	0,015	0,134	0,010	0,143	0,015	0,140	0,014
0,120	0,145	0,010	0,150	0,015	0,140	0,010	0,145	0,015	0,150	0,014
0,125	0,150	0,010	0,155	0,015	0,145	0,010	0,150	0,015	0,154	0,014
0,130	0,155	0,010	0,160	0,015	0,150	0,010	0,155	0,015	0,160	0,014
0,140	0,165	0,010	0,170	0,015	0,160	0,010	0,165	0,015	0,170	0,014
0,150	0,180	0,015	0,190	0,020	0,170	0,010	0,180	0,015	0,190	0,020
0,160	0,190	0,015	0,200	0,020	0,185	0,010	0,190	0,015	0,198	0,020
0,170	0,200	0,015	0,210	0,020	0,195	0,010	0,200	0,015	0,210	0,020
0,180	0,210	0,015	0,220	0,020	0,205	0,010	0,210	0,015	0,220	0,020
0,190	0,220	0,015	0,230	0,020	0,215	0,010	0,220	0,015	0,230	0,020
0,200	0,230	0,015	0,240	0,020	0,225	0,015	0,230	0,015	0,240	0,020
0,210	0,240	0,015	0,250	0,020	0,235	0,015	—	—	0,250	0,020
0,224	0,260	0,020	0,270	0,030	0,255	0,015	—	—	0,264	0,020
0,236	0,275	0,020	0,285	0,030	0,266	0,015	—	—	0,286	0,030
0,250	0,290	0,020	0,300	0,030	0,280	0,015	—	—	0,300	0,030
0,265	0,305	0,020	0,315	0,030	0,300	0,020	—	—	0,314	0,030
0,280	0,320	0,020	0,330	0,030	0,315	0,020	—	—	0,330	0,030
0,300	0,340	0,020	0,350	0,030	0,335	0,020	—	—	0,350	0,030
0,315	0,355	0,020	0,365	0,030	0,350	0,020	—	—	0,364	0,030
0,335	0,375	0,020	0,385	0,030	0,375	0,020	—	—	0,384	0,030
0,355	0,395	0,020	0,415	0,030	0,395	0,020	—	—	0,414	0,030
0,380	0,420	0,020	0,440	0,030	0,420	0,020	—	—	0,440	0,030
0,400	0,440	0,020	0,460	0,030	0,440	0,020	—	—	0,460	0,030
0,425	0,465	0,025	0,485	0,035	0,465	0,025	—	—	0,484	0,030
0,450	0,490	0,025	0,510	0,035	0,495	0,025	—	—	0,510	0,030
0,475	0,525	0,025	0,545	0,035	0,520	0,025	—	—	0,534	0,030
0,500	0,550	0,025	0,570	0,035	0,545	0,030	—	—	0,560	0,030

Примечания: 1. Максимально допустимая рабочая температура у эмальпро-
водов марки ПЭВ-1, ПЭВ-2 — 105°C, у ПЭТВ-1, ПЭТВ-р, ПЭТВ-2 — 130°C, у

и комплектующих изделий
изоляции эмальпроводов

диаметральная толщина изоляции, мм

ПЭТР-155		ПЭТ-155		ПЭФ-155		ПЭТМ-155		ПЭТ-имид		ПИЭТ-имид	
ТУ16-705. 048—78		ГОСТ 21428—75		ТУ16-505. 673—77		ТУ16-705. 173—80		ТУ16-505.489—78			
0,051	0,004	—	—	—	—	—	—	0,050	0,004	0,050	0,004
0,062	0,005	—	—	—	—	—	—	0,062	0,005	0,062	0,005
0,075	0,005	0,090	0,010	—	—	—	—	0,075	0,007	0,075	0,007
0,078	0,005	0,090	0,010	0,078	0,008	—	—	0,078	0,007	0,078	0,007
0,086	0,006	0,100	0,010	0,086	0,008	—	—	0,088	0,008	0,088	0,008
0,095	0,006	0,110	0,010	—	—	—	—	0,098	0,009	0,098	0,009
0,110	0,008	0,120	0,010	—	—	—	—	0,110	0,009	0,110	0,009
0,120	0,008	0,130	0,015	—	—	—	—	0,121	0,010	0,121	0,010
0,132	0,010	0,140	0,015	—	—	—	—	0,134	0,010	0,134	0,010
0,140	0,010	0,150	0,015	—	—	—	—	0,144	0,010	0,144	0,010
0,145	0,010	0,155	0,015	—	—	—	—	0,149	0,010	0,149	0,010
—	—	0,160	0,015	—	—	—	—	0,156	0,010	0,156	0,010
0,160	0,010	0,170	0,015	—	—	—	—	0,166	0,010	0,166	0,010
—	—	0,190	0,020	—	—	—	—	0,177	0,012	0,177	0,012
0,185	0,012	0,200	0,020	—	—	—	—	0,187	0,012	0,187	0,012
0,195	0,012	0,210	0,020	—	—	—	—	0,199	0,012	0,199	0,012
0,205	0,012	0,220	0,020	—	—	—	—	0,209	0,012	0,209	0,012
—	—	0,230	0,020	—	—	—	—	0,220	0,015	0,220	0,015
0,225	0,012	0,240	0,020	—	—	0,245	0,030	0,230	0,015	0,230	0,015
—	—	0,260	0,025	—	—	0,260	0,030	0,242	0,015	0,242	0,015
—	—	0,270	0,025	—	—	0,272	0,030	0,256	0,015	0,256	0,015
—	—	0,285	0,025	—	—	0,285	0,030	0,270	0,015	0,270	0,015
—	—	0,300	0,025	—	—	0,301	0,035	0,284	0,015	0,284	0,015
—	—	0,315	0,025	—	—	0,315	0,035	0,300	0,015	0,300	0,015
—	—	0,330	0,025	0,330	0,030	0,334	0,035	0,315	0,015	0,315	0,015
—	—	0,350	0,025	—	—	0,360	0,035	0,337	0,015	0,337	0,015
—	—	0,365	0,025	0,370	0,030	0,371	0,035	0,352	0,015	0,352	0,015
—	—	0,385	0,030	0,395	0,030	0,395	0,035	0,375	0,015	0,375	0,015
—	—	0,405	0,030	0,410	0,035	0,414	0,035	0,395	0,020	0,395	0,020
—	—	0,440	0,030	—	—	0,440	0,040	0,422	0,020	0,422	0,020
—	—	0,460	0,030	0,460	0,035	0,462	0,040	0,442	0,020	0,442	0,020
—	—	0,490	0,030	—	—	0,485	0,040	0,470	0,020	0,470	0,020
—	—	0,520	0,030	0,510	0,040	0,516	0,040	0,495	0,020	0,495	0,020
—	—	0,545	0,030	—	—	0,545	0,045	0,523	0,020	0,523	0,020
—	—	0,570	0,035	0,560	0,040	0,569	0,045	0,540	0,020	0,540	0,020

ПЭТР — 155°С, у ПЭТ-155, ПЭФ-155, ПЭТМ-155 — 155°С, у ПЭТ-имид, ПИЭТ-имид — 200°С. 2. Характеристики марок проводов даны в табл. 6.2.

Т а б л и ц а П.1.2. Основные кривые намагничивания для стали 1512 и магнито-
мягкого сплава 50Н

В, Тл	H, А/см		В, Тл	H, А/см	
	сталь 1512	сплав 50Н*		сталь 1512	сплав 50Н*
0	0	0	0,85	1,60	0,93
0,05	0,19	0,05	0,9	1,85	1,13
0,1	0,28	0,1	0,95	2,26	1,36
0,15	0,34	0,15	1	2,65	1,65
0,2	0,40	0,2	1,05	3,15	1,87
0,25	0,45	0,25	1,1	3,80	2,37
0,3	0,50	0,29	1,15	4,55	2,87
0,35	0,53	0,33	1,2	5,30	4
0,4	0,55	0,37	1,25	11	7
0,45	0,61	0,41	1,3	20	—
0,5	0,7	0,45	1,35	36	—
0,55	0,76	0,5	1,4	60	—
0,6	0,82	0,56	1,45	90	—
0,65	0,91	0,63	1,5	140	—
0,7	1,0	0,69	1,55	210	—
0,75	1,17	0,76	1,6	300	—
0,8	1,36	0,83	1,65	500	—

* Для пермаллоя толщиной 0,35 ... 0,5 мм.

Т а б л и ц а П.1.3. Удельные потери электротехнических сталей и магнитомягких
сплавов $p_{в/т}$, Вт/кг

Марка стали	Толщина листа, мм	$f=50$ Гц		$f=400$ Гц		$f=1000$ Гц	
		$B=1$ Тл	$B=1,5$ Тл	$B=0,5$ Тл	$B=1$ Тл	$B=0,5$ Тл	$B=1$ Тл
1512	0,2	—	—	—	12,5	—	—
	0,35	1,2	2,8	—	19	—	—
	0,5	1,4	3,1	—	—	—	—
1513	0,35	1,05	2,5	—	—	—	—
	0,5	1,25	2,9	—	—	—	—
50Н	0,15 ... 0,2	0,27	—	1,5	5,5	5	20
79НМ	0,1 ... 0,2	0,23*	—	0,5	—	2,0	—

* $B=0,5$ Тл.

Т а б л и ц а П.1.4. Номинальные диаметр и сечение проволоки и предельные отклонения от номинальных диаметров

Номинальные		Предельные отклонения от номинальных диаметров, мм	Номинальные		Предельные отклонения от номинальных диаметров, мм
диаметр проволоки, мм	сечение проволоки, мм ²		диаметр проволоки, мм	сечение проволоки, мм ²	
0,040	0,00126	±0,002	0,210	0,0346	±0,005
0,050	0,00196		0,224	0,0393	
0,060	0,00283		0,230	0,0415	
0,063	0,00312		0,236	0,0437	
0,071	0,00396		0,250	0,0491	
0,080	0,00503		0,260	0,0530	
0,090	0,00636		0,265	0,0551	
0,100	0,00785		0,280	0,0615	
0,112	0,00985		0,300	0,0707	
0,120	0,01131	±0,003			±0,007
0,125	0,01265		0,315	0,0779	
0,130	0,01327		0,320	0,0804	
0,132	0,01364		0,335	0,0881	
0,140	0,01539		0,355	0,0989	
0,150	0,01767		0,370	0,1075	
0,160	0,0201		0,380	0,1134	
0,170	0,0227		0,400	0,1256	
0,180	0,0255				±0,010
0,190	0,0284		0,425	0,1418	
0,200	0,0314		0,450	0,1589	
			0,475	0,1771	
			0,490	0,1886	
			0,500	0,1963	

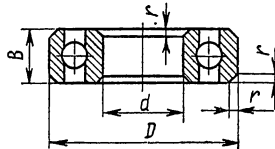
Примечание. Овальность сечения не должна выводить размеры проволоки за предельные отклонения от номинальных диаметров.

Т а б л и ц а П.1.5. Основные свойства проводниковых материалов и некоторых сплавов

Наименование материала	Удельное электрическое сопротивление при 20°C, мкОм · м	Температурный коэффициент сопротивления при 20°C, 1/°C	Удельная теплоемкость, Дж/(кг·°C)	Удельная теплопроводность, Вт/(м·°C)	Коэффициент линейного расширения, 1/°C	Плотность, кг/м ³
Медь	0,01724 0,01754	0,004000	390	375	1,68 · 10 ⁻⁵	8900
Алюминий рафинированный	0,0282	0,00370	816 ... 920	205	2,31 · 10 ⁻⁵	2600 ... 2700
Алюминиевый сплав Ал2	0,0548	0,00211	200	40	—	2650

Наименование материала	Удельное электрическое сопротивление при 20°C, мкОм · м	Температурный коэффициент сопротивления при 20°C, 1/°C	Удельная теплоемкость, Дж/(кг·°C)	Удельная теплопроводность, Вт/(м·°C)	Коэффициент линейного расширения, 1/°C	Плотность, кг/м³
Сталь электротехническая 1512	0,06	0,00073	114	1,92	$1,2 \cdot 10^{-5}$	7550
Пермаллой 50Н	0,016 0,020	—	—	—	$9,9 \cdot 10^{-6}$	8200 —
Пермаллой 79НМ	0,055	—	—	—	$13,1 \cdot 10^{-6}$	8500
Сталь 20Х13	0,064	—	122	513	$9,6 \cdot 10^{-6}$	7700
Сталь 1Х18Н9Т	0,075	—	120	3,9	$16 \cdot 10^{-6}$	7900
Технический титан ВТ10	0,73 ... 0,76	0,0023	130	4,6	$8,3 \cdot 10^{-6}$	4500

Таблица П.1.6. Параметры радиальных однорядных шарикоподшипников типа 0000 (ГОСТ 8338—75)



Условное обозначение	Основные размеры, мм				Шарики		Грузоподъемность, 10 ² Н		n _{пр} , тыс. об/мин		Масса, г
	d	D	B	r	Размер D _ш , мм	Количество Z	C	C ₀	п	ж	

Сверхлегкая серия диаметров 8, серия ширины 1

1000084	4	9	2,5	0,2	1,3	9	4,2	1,9	31,5	40	0,7
1000085	5	11	3	0,3							
1000088	8	16	4	0,4	2	10	9,8	5,0	25	31,5	3,4

Условное обозначе- ние	Основные размеры, мм				Шарики		Грузоподъем- ность, 10 ² ·Н		n _{пр} , тыс. об/мин		Масса, г
	d	D	B	r	Раз- мер D _ш , мм	Коли- чество Z					
							C	C ₀	п	ж	
Сверхлегкая серия диаметров 9, серия ширин 1											
1000091	1	4	1,6	0,2	0,68	6	2,0	0,3	31,5	40	0,1
1000092	2	6	2,3	0,2	1	7	2,0	0,9	31,5	40	0,4
1000093	3	8	3	0,2	1,59	6	4,4	2,0	31,5	40	0,7
1000094	4	11	4	0,3	2	7	7,5	3,5	31,5	40	2,0
1000095	5	13	4	0,4	2	8	8,5	4,0	31,5	40	2,5
1000096	6	15	5	0,4	2,38	8	11,6	5,7	31,5	40	4,0
1000097	7	17	5	0,5	3	7	15,8	7,9	25	31,5	5,0
1000098	8	19	6	0,5	3	8	17,5	9,0	25	31,5	8,0
1000099	9	20	6	0,5	3,5	7	21,0	10,7	25	31,5	8,0
10000900	10	22	6	0,5	3,96	7	26,2	13,8	25	31,5	9,0

Особо легкая серия диаметров 1, серия ширин 0

17	7	19	6	0,5	3,97	6	22,4	11,8	25	31,5	7
18	8	22	7	0,5	3,97	7	26,0	13,8	25	31,5	12
1000	10	26	8	0,5	4,76	7	36,0	20,0	25	31,5	19

Легкая серия диаметров 2, серия ширин 0

23	3	10	4	0,3	1,59	7	5,0	2,2	31,5	40	1,6
24	4	13	5	0,4	2,38	6	9,2	4,3	31,5	40	3,0
25	5	16	5	0,5	3,18	6	15,0	7,6	31,5	40	5,0
26	6	19	6	0,5	3,97	6	22,1	11,8	25	40	8,0
27	7	22	7	0,5	3,97	7	25,6	13,8	25	31,5	13,0
28	8	24	7	0,5	3,97	7	26,2	13,8	25	31,5	19,0
29	9	26	8	1	4,16	7	3,7	20,0	25	31,5	19,0

Средняя серия диаметров 3, серия ширин 0

35	5	19	6	0,5	3,97	6	217	118	25	31,5	8,0
----	---	----	---	-----	------	---	-----	-----	----	------	-----

Примечание. C — динамическая и C₀ — статическая грузоподъемности; n_{пр} — предельная частота вращения при работе подшипников при п — пластичной, ж — жидкой смазке.

Таблица П.1.7. Шкала номинальных значений емкостей C, мкФ, конденсаторов постоянной емкости (ГОСТ 2519—67)

0,01	—	0,1	—	1	3,3	10	—
0,012	0,04	0,12	0,4	1,2	4	12	40
0,015	0,047	0,15	0,47	1,5	4,7	15	—
0,018	0,05	0,18	0,5	1,8	5	18	50
—	0,06	—	0,6	2	6	20	60
0,022	0,068	0,22	0,68	2,2	6,8	22	—
0,025	0,07	0,25	0,7	2,5	7	25	—
0,03	0,08	0,3	0,8	3	8	30	—

Приложение 2. Технические и габаритные данные, размеры и обмоточные данные исполнительных двигателей

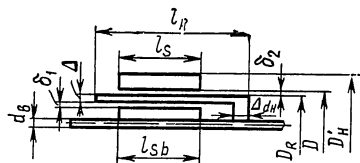
Таблица П.2.1. Технические данные и габаритные размеры ИД с полым ротором

Параметры	Тип двигателя										
	ДДД							АДП			
	0,1ТВ	0,5У	0,6ТВ	1ТВ	2ТВ	3ТВ	5ТВ	262	263А	362	363А
Частота f , Гц	400	400	400	400	400	400	400	50	500	50	500
Напряжение сегм. U_c , В	36	36	36	36	36	36	36	110	36	110	36
Напряжение управления U_y , В	30	30	30	30	30	30	30	125	275	120	245
Пусковой момент M_k , Н·м·10 ⁻⁴ (не менее)	2,6	6,9	9,8	15,7	33,3	88	217	883	588	1667	834
Полезная мощность $P_{Рн}$, Вт (не менее)	0,1	0,4	0,6	1	2	3	5	9,5	27,8	19	46,4
Номинальная частота вращения n_n , об/мин	7000	10 800	11 500	11 800	10 800	5800	4050	1850	6000	1950	6000
Ток возбуждения I_b , А (не более)	0,08	0,15	0,2	0,25	0,4	0,7	1,2	0,25	1,6	0,6	2
Ток управления I_y , А (не более)	0,07	0,135	0,13	0,145	0,23	0,47	0,5	0,53	0,55	0,65	0,68
Емкость в цепи возбуждения C , мкФ	—	—	—	—	—	—	—	2,5	3,9	6,5	6,6

13

Параметры	Тип двигателя											
	ДИД						АДП					
	0,1ТВ	0,5У	0,6ТВ	1ТВ	2ТВ	3ТВ	5ТВ	262	263А	362	363А	563А
Число полюсов $2p$	2	2	2	2	2	4	6	2	6	2	6	6
Частота вращения холостого хода n_x , об/мин	12 000	14 000	16 000	18 000	18 000	8000	6000	2650	8600	2650	8600	8600
Момент инерции J , кг·м ² ·10 ⁻⁸	2,9	5,4	9,8	7,8	8,8	24,5	245	167	167	392	490	1177
Электромеханическая постоянная времени T_m , мс	140	80	110	80	55	25	75	5	27	6	51	82
КПД η , %	3	8	13	18	20	23	20	19,2	27	29	35	34
Допустимая температура обмоток ϑ_s , °С	Не более 130						Не более 105					
Напряжение трогания $U_{тр}$, В	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	3	3	3	3	4
Диаметр корпуса D_k , мм	18,7	22,2	26	33,2	33,2	48,3	60,3	70	70	85	85	105
Длина корпуса l_n , мм	26	31,1	33,2	36,3	48,3	51	70,3	105	105	121,5	121,5	157
Масса G , кг	0,025	0,05	0,06	0,11	0,16	0,35	0,72	1,6	1,6	2,6	2,7	5,7

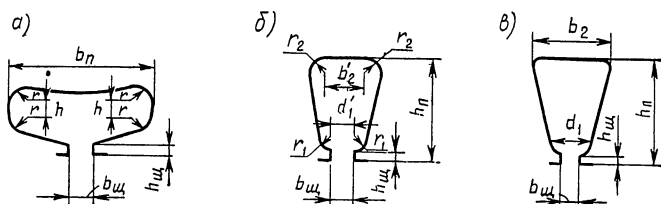
Т а б л и ц а П.2.2. Основные размеры ИД с полым ротором



Тип двигателя	D'_H , мм	D , мм	D_R , мм	l_S/l_{SB} , мм	l_R , мм	Δ , мм	δ , мм	$\Delta_{дн}$, мм	d_B , мм
ДИД-0,1ТВ	17	13	13,5	8/9	17,7	0,15	0,37	1,2	—
ДИД-0,5У	20	14,95	15,45	12,5/13	18,5	0,15	0,425	1,2	—
ДИД-06ТВ	23	17	17,5	10/11	22,5	0,15	0,375	1,5	—
ДИД-1ТВ	30	15,25	15	13/14	22	0,15	0,375	1,5	2,8
ДИД-2ТВ	30	15,25	15	23/24	35	0,15	0,375	1,5	2,8
ДИД-3ТВ	43	20	19,7	25/27	35	0,2	0,45	1,5	3,8
ДИД-5ТВ	56	36,2	35,9	40/42	52	0,25	0,5	2,0	4,8
АДП-262	65	30	29,4	55/57	61	0,3	0,7	1,3	8,5
АДП-263А	65	30	29,4	65/67	72,5	0,3	0,7	1,3	8,5
АДП-362	80	40	39,4	65/67	72,5	0,3	0,7	1,3	10
АДП-363А	80	40	39,4	76/78	83,5	0,3	0,7	1,3	10
АДП-563А	103	46	45,4	106/108	113	0,3	0,7	1,5	13

Примечание. Сердечники двигателей ДИД выполняются из пермаллоя 50Н, $\Delta_c=0,35$ мм; двигателей АДП — из стали 1512, $\Delta_c=0,35$ мм. Полые роторы — из алюминия АД1М. В двигателях ДИД-0,1ТВ, ДИД-0,5У и ДИД-0,6ТВ на конец вала насаживается шестеренка (трубка): $m=0,3$; $Z=12$.

Т а б л и ц а П.2.3. Размеры пазов статора ИД с полым ротором



Тип двигателя	Число пазов статора Z_S	$b_2(b'_2/r_2)$, мм	$d_1(d'_1/r_1)$, мм	h_n , мм	$h_{ш}$, мм	$b_{ш}$, мм	Площадь паза в штампе S_n , мм ²	Форма паза
ДИД-0,1ТВ	4	$b_n = 7$	$h = 0,4 r; r = 1$	—	0,525	1,2	11,4	а
ДИД-0,5У	6	Паз круглый	$\varnothing 4,2$ обмотки В $\varnothing 3,8$ обмотки У	—	0,575	1,2	$S_{пв} = 13,8$ $S_{пу} = 11,3$	б
ДИД-0,6ТВ	8	2,1/1	1,1/1	3,5	0,75	1,2	10,8	
ДИД-1ТВ	12	1,6/1,5	1,3/1	5,4	0,375	1,2	20,5	
ДИД-2ТВ	12	1,6/1,5	1,3/1	5,4	0,375	1,2	20,5	
ДИД-3ТВ	16	1,8/1,8	1,5/0,8	9	0,4	1,0	38,5	
ДИД-5ТВ	24	3,1/1	1,9/1	7,55	1,05	1,1	29,5	
АДП-262	16	8,35	5	12,5	0,42	1,5	72	в
АДП-263А	24	5,97	2,9	15,5	0,4	1,5	59	
АДП-362	24	7,14	4,4	14	0,3	1,5	80	
АДП-363А	24	7,4	4,4	17	0,4	1,5	80	
АДП-563А	24	10,1	4,4	22,5	0,4	1,5	150	

Т а б л и ц а П.2.4. Обмоточные данные ИД с полным ротором

Тип двига- теля	Тип обмот- ки	Число пазов на фазу	Размеры провода без изоляции/изо- лированного, мм	Марка про- вода	Число проводни- ков в пазу	Число парал- лель- ных ветвей в фазе	Шаг в па- зах	Число последо- вательных вытков на фазу	Коэф- фици- ент запол- нения	Сопротив- ление* фазы при 20°С, Ом	Отно- шение чисел вытков	Обмоточ- ный коэф- фициент
Обмотка управления												
ДИД-0,1ТВ	Двухслой- ная	2	0,05/0,07	ПЭТВ-1	700	1	2	700	0,24	148	1	—
ДИД-0,5У	Однослой- ная	4	0,06/0,08	ПЭТВ-1	580	1	2	I—580 II—580	0,26	217	0,41	—
ДИД-0,6ТВ	»	4	0,09/0,11	ПЭТВ-1	288	1	3	576	0,25	55	0,97	—
ДИД-1ТВ	Двухслой- ная	6	0,14/0,17	ПЭТВ-1	190	1	4 и 6	600	0,21	31	0,9	—
ДИД-2ТВ	»	6	0,18/0,21	ПЭТВ-1	126	1	4 и 6	378	0,21	15,5	0,88	—
ДИД-3ТВ	»	8	0,31/0,35	ПЭТВ-1	96	1	4	456	0,27	4,5	0,9	—
ДИД-5ТВ	»	12	0,38/0,42	ПЭТВ-1	64	1	4	420	0,3	4,5	0,69	—
Обмотка возбуждения												
ДИД-0,1ТВ	Двухслой- ная	2	0,05/0,07	ПЭТВ-1	700	1	2	700	0,338	244	—	—
ДИД-0,5У	Однослой- ная	2	0,09/0,13	ПЭТВ-1	240	1	3	480	0,164	80	—	—
ДИД-0,6ТВ	»	4	0,11/0,13	ПЭТВ-1	280	1	3	560	0,344	60	—	—
ДИД-1ТВ	Двухслой- ная	6	0,17/0,20	ПЭТВ-1	170	1	4 и 6**	510	0,26	38	—	—
ДИД-2ТВ	»	6	0,23/0,27	ПЭТВ-1	110	1	4 и 6**	330	0,31	17	—	—
ДИД-3ТВ	»	8	0,35/0,39	ПЭТВ-1	86	1	4	360	0,32	8	—	—
ДИД-5ТВ	»	12	0,41/0,45	ПЭТВ-1	46	1	4	336	0,28	4,9	—	—
Обмотка управления												
АДП-262	Двухслой- ная	8	0,33/0,38	ПЭВ-2	220	1	6	880	0,34	38	2,14	0,837
АДП-263А	»	12	0,38/0,44	ПЭВ-2	152	1	3	912	0,38	30,4	0,4	0,853
АДП-362	»	12	0,44/0,5	ПЭВ-2	122	1	8	732	0,3	22,7	1,34	0,781
АДП-363А	»	12	0,35/0,41	ПЭВ-2	116×2	1	3	696	0,39	14,6	0,33	0,853
АДП-563А	»	12	0,44/0,5	ПЭВ-2	264	3	3	528	0,35	6,3	0,27	0,853

Обмотка возбуждения

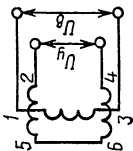
АДП-262	Двухслой- ная	8	0,21/0,25	ПЭВ-2	470	1	6	1880	0,32	192	—	—
АДП-263А	»	12	0,38/0,44	ПЭВ-2	60×3	1	3	360	0,45	3,86	—	—
АДП-362	»	12	0,38/0,44	ПЭВ-2	164	1	8	984	0,3	40,8	—	—
АДП-363А	»	12	0,35/0,41	ПЭВ-2	116×2	3	3	232	0,385	1,64	—	—
АДП-563А	»	12	0,41/0,47	ПЭВ-2	140×2	6	3	140	0,323	0,48	—	—

* Сопротивление между зажимами 2—5 или 4—6.

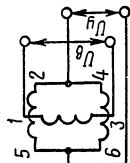
** Схема обмотки показана на рис. 7.6.

Схемы включения обмоток:

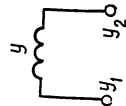
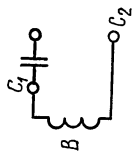
для двигателей типа ДИД (кроме ДИД-0,5У)



для ДИД-0,5У



для двигателей типа АДП



Т а б л и ц а П.2.5. Технические данные и габаритные размеры ИД с короткозамкнутым ротором, $f=400$ Гц

Параметры	Тип двигателя													
	ДМ				АД					ДКИ				
	0,04	0,1	0,4	1	20	25	32	40	50	1-12ТВ	2,5-12ТВ	6-12ТВ	16-12ТВ	
Напряжение U_c , В	12	36	36	36	24	40	40	40	40	115	115	115	115	
Напряжение U_v , В	12	18	30	30	24	40	40	40	40	36	36	36	36	
Пусковой момент $M \cdot 10^{-4}$, Н·м (не менее)	2	5,9	17,7	49	12,8	39,2	75,5	147	206	30,4	64	127	294	
Полезная мощность $P_{\text{н}}$, Вт	0,04	0,1	0,4	1	0,3	0,9	1,7	2,5	3,5	1	2,5	6	16	
Номинальная частота вращения n_n , об/мин	4000	4000	3500	3500	3700	3200	4200	2500	2750	5500	6000	6750	8000	
Мощность возбуждения $P_{\text{в.к}}$, Вт (не более)	0,98	1,8	2,2	4,2	2,5	3,5	5,5	8	10	5,6	7	12	28	
Мощность управления $P_{\text{у.к}}$, Вт (не более)	0,9	2	2,4	4,2	2,5	3,5	5,5	8	10	4,6	7	12	28	
Емкость в цепи возбуждения C , мкФ	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,15	0,22	0,3	0,47	
Число полюсов $2p$	4	4	6	6	6	6	6	8	8	4	4	4	4	

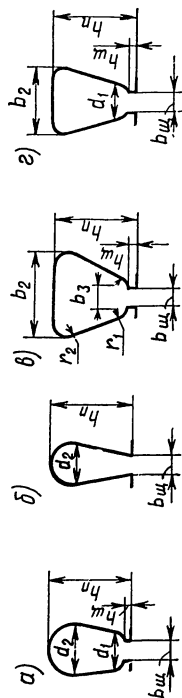
Частота вращения холостого хода n_x , об/мин	8000	8500	6000	5500	6000	6500	7000	5000	5000	8600	9800	9500	10 000
Момент инерции J , кг·м ² ·10 ⁻⁸	3,7	5,7	6,9	16,7	2,9	9,8	9,8	49	59	5,9	17,7	65,7	196
Электрохимическая постоянная времени T_{κ} , мс	80	75	32	27	15	20	10	15	16	10	15	20	30
КПД η , %	5	8	15	20	7	18	22	20	20	12	22	30	43
Допустимая температура обмоток ϑ_s , °C	Не более 130					Не более 160					Не более 130		
Напряжение трогания $U_{тр}$, В	1	1	1	1	0,6	1	1	1	1	2	2	2	2
Диаметр корпуса D_{κ} , мм	16	20	25	30	20	25	32	40	50	25	32	40	50
Длина корпуса l_{κ} , мм	22	27,5	21	46	25	35	38	43,5	52,5	52	60	74	93
Масса G , кг	0,02	0,04	0,07	0,175	0,04	0,074	0,13	0,24	0,45	0,10	0,18	0,35	0,75

Таблица П.2.6. Размеры ИД с короткозамкнутым ротором

Тип двигателя	D_H , мм	D , мм	l_S , мм	l_R , мм	δ , мм	Z_R	Ротор					$\frac{d_{ступицы}}{d_{вала}}$
							$b_{п.Р}$, мм	$h_{п.Р}$, мм	размеры короткозамкнутого кольца $a \times b$, мм	скос пазов $\gamma_{ск}$	$D_{кз}$, мм	
ДМ-0,04	15	7	6,5	8	0,05	15	0,6	0,75	1,4×0,5	12°30'	6,05	—/1,5
ДМ-0,1	19	8	11	12	0,08	15	0,6	0,92	1,25×0,6	7°30'	6,92	—/1,5
ДМ-0,4	23,5	10	10	11,3	0,04	20	0,6	0,96	1,05×0,7	14°30'	8,96	—/3,0
ДМ-1	28	10	25	26,6	0,04	20	0,6	0,96	1,05×0,7	14°30'	8,96	—/3,0
АД-20	18,2	8	10	10	0,035	17	0,5	1,17	1×1,17	22°42'	6,76	3,15/—
АД-25	23	10	15	15	0,035	17	0,6	0,97	1,5×0,97	19°30'	8,96	3,95/—
АД-32	29	10	15	15	0,035	17	0,6	0,97	1,5×0,97	13°14'	8,96	3,95/—
АД-40	37	13	20	20	0,04	25	0,5	0,85	1,5×0,85	12°25'	12,07	4,95/—
АД-50	46	13	25	25	0,04	25	0,5	0,85	1,5×0,85	10°	12,07	4,95/—
ДКИ-1-12ТВ	23	8	18	18	0,035	14	0,5	1	—	11°45'	—	—
ДКИ-2,5-12ТВ	30	10	22	22	0,04	22	0,5	0,7	2×2,25	12°40'	7,25	5/3

Примечание. Пазы ротора прямоугольные; «беличья клетка» у ДМ-0,04 и ДМ-0,1 — из меди М-1-М (ГОСТ 617—72), у ДМ-0,4, ДМ-1, АД — из алюминия А99 (ГОСТ 11070—74), у ДКИ — из алюминия А7.

Т а б л и ц а П.2.7. Размеры пазов статора ИД с короткозамкнутым ротором



Тип двигателя	Число пазов статора Z_s	$b_2(d_2)$, мм	r_2 , мм	r_1 , мм	$b_3(d_1)$, мм	h_n , мм	$b_{щ}$, мм	$h_{щ}$, мм	Площадь паза в штампе S_n , мм ²	Форма паза
ДМ-0,04	8	4,15	0,5	0,3	2,15	3	0,8	0,5	7,9	в
ДМ-0,1	8	5,25	0,5	0,5	2,4	4	0,8	0,5	13,4	в
ДМ-0,4	12	4,5	0,5	0,5	1,9	5,5	0,8	0,5	16	в
ДМ-1	12	5,6	0,8	1,1	1,9	7,5	0,8	0,5	26,3	в
АД-20	12	0,96	0,6	1	—	3,8	0,8	0,5	7,1	в
АД-25	12	2,5	0,75	1	—	4,9	0,8	0,5	10,7	в
АД-32	12	3,8	—	—	—	6,5	0,8	—	18,7	б
АД-40	16	3,5	—	—	—	7,6	0,8	—	19,6	б
АД-50	16	4,8	—	—	—	12,5	0,8	—	37,6	б
ДКИ-1-12ТВ	8	5,3	—	—	2,5	5,4	0,8	0,5	16,5	з
ДКИ-2,5-12ТВ	16	2,84	—	—	1,09	6,9	0,7	0,5	12,9	а

Примечание. Сердечник статора изготавливается из ленты пермаллоя 50Н, $\Delta_c=0,35$ мм (ГОСТ 10160—62).

Т а б л и ц а П.2.8. Обмоточные данные ИД с короткозамкнутым ротором

Тип двигателя	Тип обмотки	Число пазов на фазу	Диаметр провода без изоляции/изолированного, мм	Марка провода	Число проводников в пазу	Шаг в пазах	Число последовательных витков на фазу	Коэффициент заполнения паза	Активное сопротивление фазы при 20°С, Ом
Обмотка управления									
ДМ-0,04	Двухслойная с диаметральным шагом	4	0,071/0,086	ПЭТр-155	300	2	300·2	0,22	44,1
ДМ-0,1		4	0,08/0,095	ПЭТр-155	460	2	460·2	0,25	75
ДМ-0,4		6	0,112/0,132	ПЭТр-155	304	2	304·2	0,25	42
ДМ-1		6	0,112-3/0,140·3	ПЭВ-2	438	2	219·2	0,26	10
АД-20		6	0,071/0,088	ПЭТВ-1	228	2	342·2	0,2	55,5
АД-25		6	0,112/0,134	ПЭТВ-1	238	2	357·2	0,32	35
АД-32		6	0,18/0,205	ПЭТВ-1	176	2	264·2	0,31	10
АД-40		8	0,17-2/0,195·2	ПЭТВ-1	204	2	204·2	0,31	5,5
АД-50		8	0,236-3/0,266·3	ПЭТВ-1	228	2	152·2	0,33	2,1
ДКИ-1-12ТВ	Двухслойная с укороченным шагом	4	0,14/0,16	ПЭТВ-1	104	2	104·2	0,13	66
ДКИ-2,5-12ТВ		8	0,18/0,205	ПЭТВ-1	94	3	188·2	0,24	20,6

Обмотка возбуждения									
ДМ-0,04	4	0,071/0,086	ПЭТр-155	300	2	600	0,22	88,2	
ДМ-0,1	4	0,071/0,086	ПЭТр-155	550	2	1100	0,24	250	
ДМ-0,4	6	0,1/0,12	ПЭТр-155	354	2	708	0,25	116	
ДМ-1	6	0,1/0,13	ПЭВ-2	528	2	528	0,27	30	
АД-20	6	0,071/0,088	ПЭТВ-1	228	2	684	0,20	110	
АД-25	6	0,112/0,134	ПЭТВ-1	238	2	714	0,32	70	
АД-32	6	0,18/0,205	ПЭТВ-1	176	2	528	0,31	20	
АД-40	8	0,17-2/0,195-2	ПЭТВ-1	204	2	408	0,31	11	
АД-50	8	0,236-3/0,266-3	ПЭТВ-1	228	2	304	0,33	4,2	
ДКИ-1-12ТВ	4	0,071/0,088	ПЭТВ-1	202	1	404	0,24	360	
ДКИ-2,5-12ТВ	8	0,1/0,12	ПЭТВ-1	284	3	1136	0,25	200	

Двухслойная с диа-
метральным шагом

Примечание. Сопровождение обмотки 2-5 или 4-6. Схема обмотки двигателей ДМ-0,04, ДМ-0,1 приведена на рис. 7.7.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Основная

1. Борисенко А. И., Костилов О. Н., Яковлев А. И. Охлаждение промышленных электрических машин. М., 1983.
2. Ермолин Н. П., Жерихин Н. П. Надежность электрических машин. Л., 1976.
3. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д., Борисов А. И. Расчет управляемых короткозамкнутых двигателей. Л., 1972.
4. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Асинхронные микромашины с полым ротором. М., 1967.
5. Лопухина Е. М., Сомихина Г. С. Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором. М., 1968.
6. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ. М., 1980.
7. Орлов И. Н., Маслов С. И., Крючкова Т. Н. Алгоритмы оптимизации в автоматизированном проектировании электромеханических устройств. М., 1983.
8. Приборные шариковые подшипники. Справочник/Под ред. К. Н. Явленского и др. М., 1981.
9. Проектирование электрических машин/И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков и др.; Под ред. И. П. Копылова. М., 1980.
10. Руководство по проектированию систем автоматического управления/В. А. Бесекерский, В. Ф. Власов, В. Н. Гомзин и др.; Под ред. В. А. Бесекерского. М., 1983.

Дополнительная

11. Аветисян Д. А., Соколов В. С., Хан В. Х. Оптимальное проектирование электрических машин на ЭВМ. М., 1973.
12. Адаменко А. И. Методы исследования несимметричных асинхронных машин. Киев, 1969.
13. Бесекерский В. А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. М., 1970.
14. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. М., 1969.
15. Испытание электрических микромашин/Н. В. Астахов, Е. М. Лопухина, И. Л. Осин и др. М., 1984.
16. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. М., 1987.
17. Лопухина Е. М., Аль-Наши Б. Г. Оптимизационные расчеты асинхронных исполнительных двигателей с помощью ЦВМ, МЭИ, 1971, вып. 37.
18. Лопухина Е. М. Резервы качества и автоматизация проектирования асинхронных микродвигателей бытового назначения//Электротехника. 1985. № 6.
19. Лопухина Е. М. и др. Влияние поперечных токов на добавочные моменты однофазных асинхронных двигателей. — В кн.: Проблемы создания и производства низковольтных асинхронных двигателей. Владимир, 1985.
20. Муравлев О. П. Разработка теории и практических методов управления качеством электрических машин//Электричество. 1986. № 4.
21. Петров Б. И. и др. Электропривод систем управления летательных аппаратов. М., 1973.
22. Потапов П. А., Зотин В. Ф. Испытание микродвигателей в переходных режимах. М., 1986.

23. Совмещенные электрические машины для автоматики/*Ю. М. Келим, И. П. Копылов, Д. В. Свечарник* и др. М., 1969.
24. Специальные электрические машины/*А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин* и др.; Под ред. *А. И. Бертинова*. М., 1982.
25. *Хрущев В. В.* Электрические машины автоматики. Л., 1985.
26. *Фабрикант Е. А., Воскобойников Р. Л.* Интегрирующий привод. Л., 1980.
27. *Филатов М. Н., Цой В. Н.* Двухроторные асинхронные электродвигатели. М., 1981.
28. Технические средства локальных САР/Под ред. *Ю. С. Яковлева*. Чебоксары, 1973.
29. *Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств. М., 1976.
30. *Кирюхин В. П.* Аналитическое определение электромагнитных параметров тонкостенных немагнитных экранов индукционных электрических машин//Электричество, 1970, № 5.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Алгоритм оптимизации 281
— проверочного расчета 203

Беличья клетка 169

Витки обмотки управления 188
— — возбуждения 189

Гармонические высшие магнитного поля 213

Диаметр внутренний статора 125, 135
— наружный статора 127
Длина пакета статора 128
— вылета лобовой части 200
— полого ротора 127
— лобовой части обмотки 91, 206
Демпфер 14

Задание техническое 154
Задачи проектирования 153
Зазор воздушный 127
Зона линейного регулирования 100

Изоляция пазовая 165
Исполнение двигателя 154

Классификация ИД по конструктивным и схемным решениям 7
— — — виду асимметрии 8
Конденсатор 8, 15
Коэффициент воздушного зазора 89
— демпфирования 113
— заполнения 190
— использования 91, 136
— конструктивный 91
— мощности 54
— насыщения магнитной цепи 194
— обмоточный 189
— полезного действия 35, 199
— скоса 182
— сигнала 43
— трансформации 43
— укорочения шага обмотки 189
Кратность пускового момента 53

Критерий оптимальности 276, 280

Магнитная цепь 190
— — расчет 192—195
Магнитное поле круговое 31
— — эллиптическое 31
Материалы электротехнические изоляционные 157
— — магнитные 164
— — проводниковые 158
Матрица планирования эксперимента 102
Масса двигателя 199
Метод двух вращающихся полей 30
— параметрический 85, 114
— планирования эксперимента 101
— продольного и поперечного полей 30
— симметричных составляющих 30
Модель математическая 276
Момент вращающий 207
— добавочный 207, 213
— инерции 200
Мощность электромагнитная 35, 49
— полезная 35, 207
— номинальная 53

Нагрузка тепловая 17, 216
Надежность 174
Намагничивающий ток 194
Напряжение возбуждения 33
— управления 33
— трогания 15, 301

Обмотка статора двухслойная 186
— однослойная 187
Обмоточные провода 158—161
Ограничители 271, 280
Оптимизация общая 276

Пазы статора 178, 180, 183
— ротора 182, 184, 185
Параметры схемы замещения абсолютные 33, 40
— — — относительные 41
Переменные независимые 276
Передающая функция 76
Подшипники 161

Показатель качества 278, 280
Полиномы выходных показателей 101
Последовательность прямая и обратная токов 32
— — — — мощностей 35
— — — — моментов 35
Потери магнитные 195, 197
— электрические 198
Постоянная времени электромагнитная 112
— — электромеханическая 112

Разброс технологический 172
Размеры основные 125
— листа ротора 182
— — статора 180
— полого ротора 127
Рассеяние дифференциальное 93
— лобовое 93
— пазовое 92
Расчет поверочный ручной 202
— — на ЭВМ 203
— тепловой 213
Ротор полый немагнитный 167
— короткозамкнутый 169
— сплошной ферромагнитный 168

Самоход методический (параметрический) 71
— технологический 299
Скольжение критическое 46
— прямой последовательности 204
— обратной последовательности 204
Смазка подшипника 162
Сопротивление активное обмотки статора 204

— — к.з. ротора 205
— полого ротора 77
— взаимной индукции 206
— рассеяния 204
Сталь электротехническая 161
Степень нелинейности механической характеристики 97
Схемы включения ИД 30
— замещения ИД раздельные 33
— — — преобразованные 39
— — — мостиковые 40
— — — тепловые 214

Температура корпуса 216
— обмотки статора 216
— — ротора 219

Управление двигателем амплитудное 9
— — фазовое 9
— — пространственное 9
Условия кругового поля 62
Учет высших гармонических 203
— технологических факторов 170

Характеристики механические 9
— регулировочные 9
— электромеханические 206

Число пазов на полюс и фазу 178

Щель паза ротора 184
— — статора 182

ОГЛАВЛЕНИЕ

Основные обозначения	3
Предисловие	5
Введение. Анализ технических данных асинхронных исполнительных микродвигателей, выпускаемых в СССР, и перспективы их развития	7
§ В.1. Классификация асинхронных исполнительных микродвигателей	7
§ В.2. Области применения исполнительных двигателей и предъявляе- мые к ним требования	11
§ В.3. Анализируемые технические данные исполнительных двигателей	16
§ В.4. Асинхронные исполнительные двигатели повышенной и промыш- ленной частоты	17
 РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ	
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ	
Глава 1. Основные уравнения исполнительных двигателей при различ- ных схемах включения и способах управления	29
§ 1.1. Выбор метода теоретического исследования исполнительных дви- гателей	29
§ 1.2. Метод симметричных составляющих для двухфазных асинхрон- ных машин с электрической и пространственной асимметрией	31
§ 1.3. Схемы замещения двухфазных асинхронных машин с электриче- ской и пространственной асимметрией	39
§ 1.4. Основные уравнения исполнительных двигателей при питании от источника напряжения и различных способах управления . . .	42
§ 1.5. Основные уравнения исполнительных двигателей при питании от источника тока и смешанном питании	56
Глава 2. Исследование статических и динамических характеристик ис- полнительных двигателей	60
§ 2.1. Анализ статических характеристик исполнительных двигателей при различных схемах включения и способах управления. Усло- вия получения кругового вращающегося поля	60
§ 2.2. Критерии непрерывного устойчивого регулирования и отсутствия самохода	69
§ 2.3. Динамические характеристики исполнительных двигателей . . .	73
Глава 3. Исследование электромагнитного поля в исполнительных дви- гателях с полым ротором и определение сопротивления ротора . . .	77
§ 3.1. Аналитическое исследование исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором и расчет параметров	77
§ 3.2. Особенности определения параметров в исполнительных двига- телях с ферромагнитными роторами	82

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ С ЗАДАННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Глава 4. Исследование влияния параметров исполнительных двигателей на их характеристики	85
§ 4.1 Принципы параметрического метода расчета и направления его развития	85
§ 4.2. Относительные параметры схемы замещения	90
§ 4.3. Исследование влияния параметров на выходные характеристики исполнительных двигателей методами математического моделирования	95
§ 4.4. Полиномиальные зависимости выходных показателей исполнительных двигателей от параметров	101
§ 4.5. Исследование влияния параметров на статические и динамические свойства, удельные и энергетические показатели исполнительных двигателей	104
Глава 5. Синтез исполнительных двигателей параметрическим методом	114
§ 5.1. Последовательность расчета исполнительных двигателей параметрическим методом и оптимальные относительные параметры	114
§ 5.2. Выбор оптимальных относительных параметров и определение главных размеров исполнительных двигателей	124
§ 5.3. Особенности расчета исполнительных двигателей с ротором типа «беличья клетка»	133
§ 5.4. Проектирование исполнительных двигателей с минимальной электромеханической постоянной времени	139
§ 5.5. Проектирование исполнительных двигателей с учетом параметров полупроводникового усилителя	145
§ 5.6. Сравнение исполнительных двигателей с полым и короткозамкнутым роторами	147

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

ПРОЕКТНЫЕ И ПОВЕРОЧНЫЕ РАСЧЕТЫ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 6. Постановка задач проектирования и выбор конструктивных и технологических решений	153
§ 6.1. Общие и частные задачи проектирования. Техническое задание	153
§ 6.2. Конструктивные схемы исполнительных двигателей	154
§ 6.3. Применяемые материалы	157
§ 6.4. Подшипники и смазки	161
§ 6.5. Конструкция и технология изготовления исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором	164
§ 6.6. Конструкция и технология изготовления исполнительных двигателей с ротором типа «беличья клетка»	169
§ 6.7. Влияние конструкторско-технологических факторов на свойства и выходные характеристики исполнительных двигателей	170
§ 6.8. Надежность. Причины отказов исполнительных двигателей и пути повышения надежности	174
Глава 7. Общие вопросы расчета	177
§ 7.1. Геометрия машины. Пазы статора и ротора	177
§ 7.2. Обмотки	185
§ 7.3. Расчет магнитной цепи и потерь в стали	190
§ 7.4. Расчет потерь и коэффициента полезного действия	198

§ 7.5. Определение массы машины	199
§ 7.6. Определение момента инерции	200
Глава 8 Методика расчета выходных характеристик исполнительных двигателей	202
§ 8.1. Расчет электромеханических характеристик исполнительных двигателей при различных схемах включения	202
§ 8.2. Алгоритм поверочного расчета исполнительных двигателей с «беличьей клеткой» и с полым немагнитным ротором на ЭВМ	203
§ 8.3. Программа и исходные данные для поверочного расчета исполнительных двигателей с различными типами роторов	208
Глава 9. Тепловой расчет	213
§ 9.1. Общие предпосылки теплового расчета	213
§ 9.2. Удельный тепловой поток	216
Глава 10. Примеры расчета исполнительных двигателей с различными типами роторов	219
Глава 11. Частные задачи расчета исполнительных двигателей и примеры их решения	265
§ 11.1. Изменение условий работы	265
§ 11.2. Изменение схемы включения, напряжений, материала ротора	268
§ 11.3. Пересчет исполнительных двигателей на повышенную частоту сети	270

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ РАСЧЕТЫ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 12. Постановка задачи оптимизации исполнительных двигателей и выбор метода поиска оптимального варианта	275
§ 12.1. Обзор методик оптимизации	275
§ 12.2. Исходные данные. Критерии оптимизации и ограничения	280
Глава 13. Алгоритмы и программы оптимизации исполнительных двигателей и их реализация	282
§ 13.1. Многокритериальная оптимизация исполнительных двигателей	282
§ 13.2. Оптимизация исполнительных двигателей с заданными свойствами по минимуму массы	288
§ 13.3. Подсистема расчетного проектирования исполнительных двигателей и примеры расчетов на ЭВМ	291

РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

ЛАБОРАТОРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРОМЫШЛЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ МИКРОДВИГАТЕЛЕЙ

Глава 14. Методика испытаний исполнительных двигателей	297
§ 14.1. Назначение и классификация испытаний. Программы испытаний	297
§ 14.2. Методика определения основных характеристик исполнительных двигателей	299
§ 14.3. Автоматизация испытаний	303
Приложения	304
Приложение 1. Свойства материалов и комплектующих изделий	304
Приложение 2. Технические и габаритные данные, размеры и обмоточные данные исполнительных двигателей	310
Список литературы	322
Предметный указатель	324

